

V TOMTO SEŠITĚ

**Brüel & Kjaer se představuje 161  
PYROELEKTRICKÉ DETEK-  
TORY INFRAČERVENÉHO ZÁ-  
ŘENÍ**

Detektory infračerveného záření	163
Základní typy detektorů	163
Základní zesilovací stupně	165
Základní údaje použitých sou- částek	168
Zkušební zapojení	168
Stavební moduly	169
Univerzální zesilovač a zesilo- vač z inverterů	171
Optické doplňky (Fresnelovy čochy)	172
Výstupní signál z detektoru a jeho úpravy	174
Definování doby signálu	177
Spínací stupně poplachových zařízení	177
Kompletní poplachové zařízení	179

**ELEKTRONICKÁ KUČAŘKA  
II (dokončení)**

Dotykový spínač	180
Obvod pro úsporu baterií	181
Voltmetr pro vn	181
Ultrazvukový dálkoměr	183
Termostat pro topení	185
Napájení motorků pro malá na- pětí ze sítě	187

**Elektronická kuchařka ano,  
ale pozor na recepty**

(Poznámky k Elektronické ku-  
chařce I z loňského roku) .. 189

**Přehled časopisů z USA, do-  
stupných v knihovně STARMAN  
BOHEMIA** .. 197

**Inzerce** .. 200

**AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B**

**Vydavatel:** Vydavatelství MAGNET-PRESS, s. p.,  
135 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel. 26 06 51.

**Redakce:** 113 66 Praha 1, Jungmannova 24, tel.  
26 06 51. Šéfredaktor L. Kalousek, OK1FAC, linka  
354, sekretariát linka 355.

**Tiskne:** Naše vojsko, tiskárna, závod 08, 160 05 Praha  
6, Vlastina ulice č. 889/23.

**Rozšiřuje** Poštovní novinová služba a vydavatelství  
MAGNET-PRESS s. p., Objednávky přijímá každá  
administrace PNS, pošta, doručovatel a předplatitelská  
střediska a administrace vydavatelství MAGNET-  
PRESS s. p., 113 66 Praha 1, Vladislavova 26, tel.  
26 06 51-9. Pololetní předplatné 29,40 Kčs. Objedná-  
vky do zahraničí vyřizuje ARTIA, a. s., Ve smechách 30,  
111 27 Praha 1.

**Inzerce** přijímá osobně i poštou vydavatelství MAGNET-  
PRESS, inzertní oddělení, Jungmannova 24, 113 66  
Praha 1, tel. 26 06 51-9, linka 294 i redakce AR.

Za původnost a správnost příspěvku odpovídá autor.

Nevyžádané rukopisy nevracíme.

ISSN 0139-7087, číslo indexu 46 044.

Toto číslo má vyjít podle plánu 17. 9. 1992.

© Vydavatelství MAGNET-PRESS 1992

# Brüel & Kjaer

SE PŘEDSTAVUJE

*Místo: Dánsko. Rok: 1942. Hlavní osob-  
nosti příběhu:*

Per V. Brüel a Vigge Kjaer, čerství absolventi  
dánského vysokého učení technického  
– Denmark's Technical University.

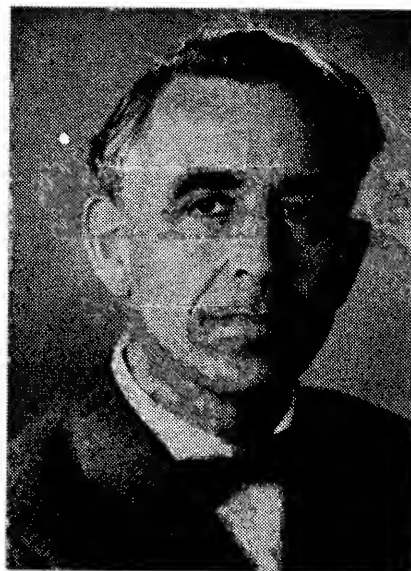
V malém městečku severně od Kodaně  
vyvíjejí dva budoucí podnikatelé svůj příští  
první výrobek – elektronický voltmetr. Hlav-  
ním předmětem jejich zájmu je však speciál-  
ní oblast fyziky – říše zvuku. Té se také  
soustavně věnují: získávají doktoráty v teorii  
akustiky, později zkušenosti s realizací  
svých myšlenek ve výrobě a ještě později  
– v r. 1948 – dalšího partnera – Holgera  
Nielsena. Tak je připravena scéna pro děj  
následujících více než čtyřiceti let – zrození  
a vývoj firmy Brüel & Kjaer od původního snu  
až po dnešní realitu.

Na počátku společného podnikání obou  
zakladatelů firmy nebyla výroba. Od roku  
1942 se zabývali expertní, poradenskou  
a konsultační činností ve své specializaci  
(založili tzv. Engineering Company). Teprve  
v roce 1947 zahájili v malém domku v mě-  
stečku Lyngby výrobu prvních přístrojů. Byl  
mezi nimi elektronický voltmetr, zapisovač  
úrovně, byl tam vyvinut první typ Kundtovy  
trubice, umožňující měřit činitele zvukové  
pohltivosti a komplexní akustickou impedan-  
ci materiálů.

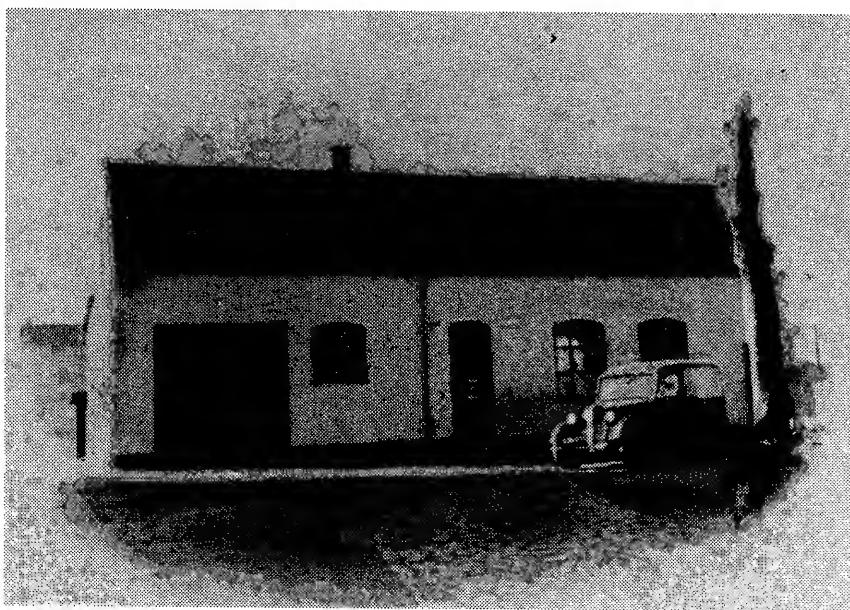
Na konci roku 1948 byly získány nové  
objekty ve městě Naerumu, kde je dodnes  
soustředěna celá výroba, vývoj, výzkum  
a vedení firmy.

Od počátku uskutečňovala firma Brüel  
& Kjaer svůj hlavní záměr: vyrábět ve svém  
oboru nejmodernější a nejpřesnější přístroje  
na světě a dodávat je celému světu. Vedení  
společnosti setrvalo v Dánsku, ale společ-  
nost si rychle vytvořila mezinárodní obchod-  
ní a servisní síť. Dnes dodává B & K své  
výrobky do všech zemí světa, má vlastní  
prodejní a servisní organizace ve čtyřadvá-  
ceti státech a síť 34 zástupců ve všech  
kontinentech. Není bez zajímavosti, že vů-  
bec první zahraniční zákazník firmy byl  
z Československa.

Elektronický voltmetr byl prvním členem  
z řady širokého sortimentu (dnes asi dvě stě  
typů) různých přístrojů od přesných měřicích  
mikrofonů k ultrazvukovým skenerům, od  
piezoelektrických akcelerometrů k analyzá-  
torům FFT – a všechny si získaly respekt  
v mezinárodním měřítku svou přesností,  
spolehlivostí a dlouhou dobou života.



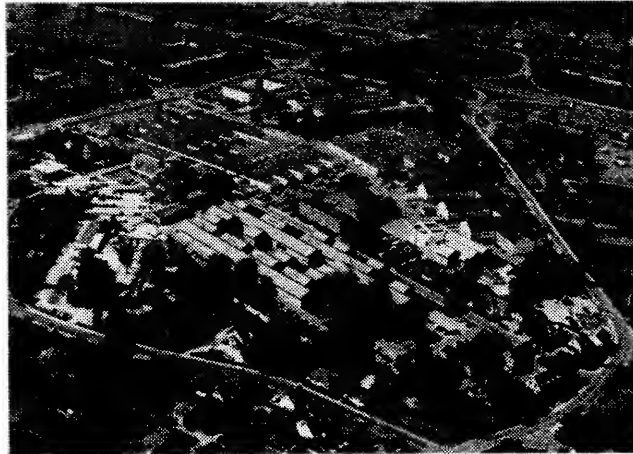
Obr. 1. Dr. Brüel v padesátých letech



Obr. 2. Domek v Lyngby, první provozní  
budova firmy



Obr. 3. Tři protagonisté firmy Brüel & Kjær u montáže analyzátoru a měřicího zesilovače v jedné z výrobních hal



Obr. 4. Dnešní areál, v němž je soustředěn vývoj, výroba i vedení firmy

Jak se zvyšoval zájem o výrobky Brüel a Kjær, rostla společnost – výrobní kapacita i počet zaměstnanců. V roce 1962 jich bylo 600, v současné době jsou to asi tři tisíce, z toho 650 vědců nebo inženýrů. Původní dílna v malém domečku se rozrostla na plochu, zaujímající 600 tisíc čtverečních stop, s objekty, vybavenými nejmodernější technikou. V současné době je B & K dynamickou společností, využívající nejprogressivnější technologii, zaměřenou na oblast zvukové techniky.

Akustika a v širokém slova smyslu chvění není jen předmětem měření, ale také zprostředkovává měření rozličných veličin pro nejrůznější účely v dalších oborech. Šíří sortimentu výrobků B & K lze přiblížit ukázkami různých oblastí aplikací.

#### Akustika

Jak kdysi poznamenali vědci společnosti B & K, konstruovat měřicí přístroje není těžké. Obtížné však je konstruovat je dobře. To se firmě úspěšně daří již více než čtyřicet let. Neexistuje v tomto oboru měření úloha, k jejímuž řešení by nebyly k dispozici přesné a výkonné přístroje této značky. Uplatňují se všude – od domácností, továren, kulturních zařízení až ke kancelářským prostorům.

#### Vibrace

Zejména s rozvojem sortimentu konstrukčních materiálů pro strojírenství se objevily nové možnosti stavět mechanismy tišší, účinnější, pevnější, mechanicky odolnější. K tomu je třeba porovnávat vlastnosti přesným dynamickým měřením. Pro tyto účely, jak pro měření vibrací, tak pro simulaci provozních podmínek, vyvinula a vyrábí firma moderní měřicí zařízení.

#### Monitorování stavu strojů

Systémy měření vibrací B & K umožňují analyzovat stav výrobního zařízení (i jiných strojů) – a tím indikovat stupeň opotřebení strojů, součástí apod. To má velký význam v moderní výrobě, kdy každá neočekávaná porucha např. některého pracoviště na výrobní lince znamená velké ztráty.

#### Lékařská diagnostika

Technika ultrazvuku se uplatňuje s mimořádným úspěchem v lékařství, zejména v diagnostice. Jako univerzální metoda je v řadě lékařských aplikací nenahraditelná.

Pro lékařské použití vyvíjí a vyrábí B & K řadu přístrojů.

#### Audiotechnika

je obor velmi populární a proto není třeba upozorňovat na mimořádné kvality např. mikrofonů B & K, s nimiž pracují studia i hudební soubory ve všech zemích a samozřejmě i u nás.

#### Ochrana životního prostředí

je disciplínou, jež se v posledních letech dostává do popředí zájmu a není daleko doba, kdy bude řešit nejnaléhavější problémy lidské společnosti. V tomto oboru je B & K angažována nejen na poli měření účinku hluku a vibrací, ale i v analýze škodlivin v ovzduší. Unikátní metoda měření je založena na akustickém principu měření obsahu jak škodlivých plynů, tak pevných částic ve vzduchu.

Společnost vyvíjí a vyrábí jednotlivé přístroje, ale i (a to především) kompletní systémy. Od precizních čidel, sond, mikrofonů atd. přes měřicí obvody, zpracovávající vstupní signál, až po vyhodnocovací části s mikroprocesory, umožňujícími automatické vyhodnocování a dodávání výsledků v daném rozsahu a formě, popř. jejich archivaci.

Velký důraz klade firma na odbornou úroveň všech svých zaměstnanců. Společnost má vlastní školicí a vývojové středisko s čtyř a pětiletým cyklem. Vydává vlastní technic-

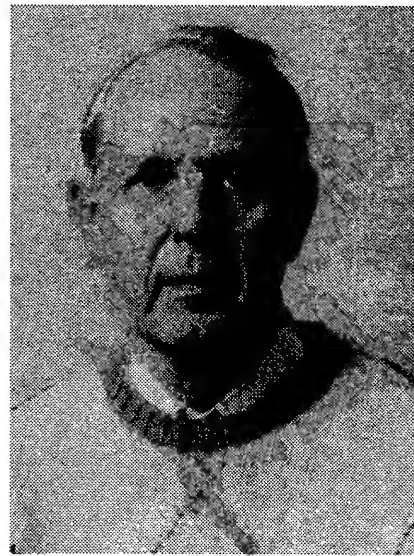
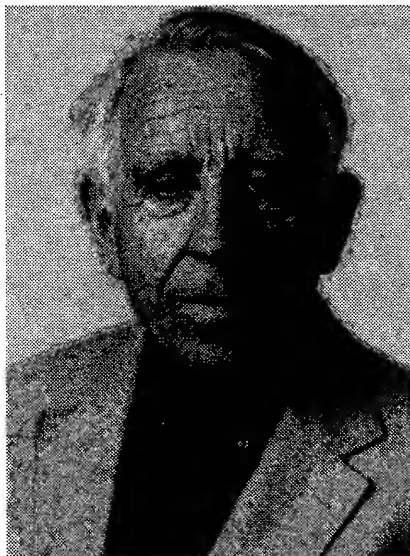
kou literaturu, katalogy, školicí texty apod.

Oba zakladatelé firmy dodnes aktivně pracují. V červnu letošního roku se pan profesor Brüel zúčastnil v Praze 17. kongresu AICB (Association International Contre le Bruit – Mezinárodní společnost pro boj proti hluku) uspořádaného Československou akustickou společností. Není bez zajímavosti, že přilétl – jak je zvyklý i do svých letošních čtyřiasedmdesátin – soukromým letadlem, které sám pilotoval. Třetí z hlavních osobností firmy, pan Holger Nielsen, již zemřel; jeho dcera, p. Hanne Buchman, pracuje dnes ve vedení společnosti.

V Praze má firma Brüel a Kjær (od června 1991) podobně jako v ostatních zemích světa sesterskou společnost se značnou mírou finanční nezávislosti na mateřské firmě, ale s velmi úzkou vazbou ve všech technických otázkách (včetně servisu). S panem ředitelem Jørgem Braaschem spolupracuje celkem 16 zaměstnanců, kanceláře jsou v Praze (kde je zároveň servis), Bratislavě a Olomouci. Adresa pražské firmy je Brüel & Kjær Československo, s r.o., Krohova 2232, 160 00 Praha 6, tel. 311 48 40 (41).

Zájem o výrobky firmy Brüel Kjær u nás má trvale vzestupnou tendenci, a to nejen díky dobré kvalitě výrobků, ale i příznivému poměru jejich ceny k výkonu.

E



Obr. 5, 6. Per V. Brüel (vlevo) a Vigge Kjær dnes

# PYROELEKTRICKÉ DETEKTORY INFRAČERVENÉHO ZÁŘENÍ

Současná doba je charakteristická (kromě jiného) snahou o dokonalé využívání všech kmitočtových pásem, proto se stále častěji objevují snahy využít i těch pásem, která byla dosud na pokraji zájmu; v oblasti, která je předmětem tohoto článku, jde o využívání pásma infračerveného záření (IR). Infračervené záření se běžně používá v současných dálkových ovládacích televizních přijímačích a dalších výrobcích spotřební elektroniky a kromě toho i v nejrůznějších zabezpečovacích zařízeních, detektorech pohybu či přiblížení apod.

Pro další výklad je vhodné ozřejmit si několik zásadních poznatků o záření. Záření je vlastně šíření energie prostorem, nejznámější je záření světelné, světlo, což je viditelná část tzv. optického záření, k němuž se počítají i záření infračervené (IR) a ultrafialové. Všechna tato záření patří k tzv. elektromagnetickým zářením, která jsou vlnové povahy; přisuzujeme jim kmitočet  $f$  a vlnovou délku  $\lambda$  (lambda), které souvisí vztahem  $f\lambda = c$ , kde  $c$  je rychlost, kterou se záření šíří. Délka vlny je dráha za dobu kmitu  $T$ ,  $f = 1/T$ ,  $\lambda = cT$ ,  $c$  (rychlost elektromagnetického záření ve vakuu) je  $2,997\,930 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$ , přibližně tedy  $300\,000 \text{ kms}^{-1}$ . Nás zajímající infračervené záření má vlnovou délku 0,75 až několik desítek mikrometrů,  $\mu\text{m}$ , střední oblast IR se obvykle uvádí v mezích 1,5 až 20  $\mu\text{m}$ . Jen pro úplnost si připomeňme, že světlo má vlnovou délku 0,35 až 0,75  $\mu\text{m}$ , ultrafialové záření 0,35 až 0,014  $\mu\text{m}$ ; z „druhé strany“ se zářením IR sousedí tzv. tepelné záření, sálání, s vlnovými délkami několik desítek až 340  $\mu\text{m}$ .

Infračervené záření vydává každé těleso (i lidské tělo) při teplotách vyšších než je teplota absolutní nuly ( $-273^\circ\text{C}$ ) a nižších než asi 500 až 560  $^\circ\text{C}$ . Při zvyšování teploty se zvětšuje celkové množství vyzážené energie a záření se přesouvá do oboru kratších vlnových délek (nad asi 560  $^\circ\text{C}$  „viditelné“ záření).

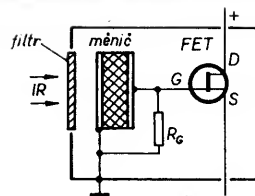
Mezi vlnovou délkou záření a teplotou tělesa je nepřímá závislost, která je vyjádřena vztahem  $\lambda_{\text{max}} [\mu\text{m}] = 2899 / T$  ( $T$  je teplota ve stupních K), takže např. teplotě povrchu lidského těla asi 35  $^\circ\text{C}$  (308 K) odpovídá vlnová délka 9,4  $\mu\text{m}$ . Jak je známo, šíření elektromagnetického záření je závislé na propustnosti atmosféry – činitel přenosu není proto pro infračervené záření v celém pásmu IR stejný. Pásmu s větší propustností pro infračervené záření se

říká atmosférické okno – jedno z takových „oken“ je právě v rozsahu 6 až 15  $\mu\text{m}$ , který nás zajímá především.

## Detektory infračerveného záření

Poplachová nebo registrující zařízení, která nelze prakticky odhalit, používají dnes převážně tzv. pyroelektrické detektory IR, což jsou pasívní detektory, registrující změnu teploty v chráněném prostoru, způsobenou pohybujícím se tělesem (osobou). Pyroelektrické detektory jsou vyrobeny z pyroelektrického dielektrika, které slouží jako měnič teplota-napětí, přesněji jako měnič „změna teploty-napětí“. Stejně jako např. u dříve používané krystalové vložky do přenosky se mechanické „namáhání“ piezoelektrického krystalu měnilo na elektrické napětí, vedou změny teploty u pyroelektrického detektoru k polarizačním změnám, které se na přívodech k měniči, tvořících jakýsi kondenzátor, projevují jako malé napětí. Znovu je však třeba připomenout, že napětí vzniká pouze při změnách teploty (nebo při přerušování záření, dopadajícího na detektor). Aby se dosáhlo vhodné (krátké) časové odezvy, jsou plátky pyroelektrického dielektrika velmi tenké, což má za následek pokles přenosu asi o 6 dB (horní mezní kmitočet) v oblasti jednotek Hz (obvykle 3 Hz). Protože je výstupní impedance měniče (senzoru) velmi velká ( $10^{12}$  až  $10^{14} \Omega$ ), dodávají se detektory již s vestavěným zesilovačem, obvykle s tranzistorem FET, zapojeným jako sledovač (obr. 1), do zapojení je integrován i rezistor z řídicí elektrody FET na zem. Použití tohoto rezistoru omezuje dolní mezní kmitočet na desítky Hz při poklesu o 6 dB (typicky 0,2 Hz). To je důvod, proč detektory tohoto typu nemohou detekovat „statický“ zdroj infračerveného záření a musí být používány jako detektory pohybu.

Spektrální rozsah pyroelektrického



Obr. 1. Základní zapojení detektoru s jedním měničem a integrovaným tranzistorem řízeným polem (FET). Záření dopadá na měnič přes filtr

detektoru je dán materiálem, který je použit na optické „okno“, jímž záření dopadá na měnič. Má-li být detektor použit ke sledování pohybu osob, musí být „okno“ z materiálu, který propouští infračervené záření vlnové délky, která odpovídá vlnové délce záření IR, vyzařovanému lidským tělem, což je asi 10  $\mu\text{m}$ .

Výstupní impedance detektoru, uspořádaného podle obr. 1, je řádu jednotek kiloohmů.

## Základní typy detektorů

Většina pyroelektrických detektorů obsahuje jeden nebo dva sériově či paralelně zapojené měniče. Předností dvojitých měničů je to, že změna záření IR, dopadajícího na detektor, nebude detektorem registrována, dopadne-li záření na oba měniče současně. Registrována ovšem bude, dopadne-li záření na měniče postupně (viz dále – zorné pole detektorů). Dále jsou uvedeny některé ze základních typů detektorů, z nichž výrobky Nippon Ceramic Co. Ltd. jsou dostupné i u nás.

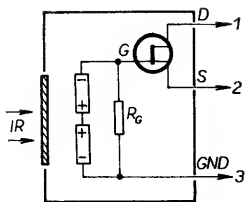
### Pyroelektrický infračervený detektor RE03B

(Nippon Ceramic Co.)

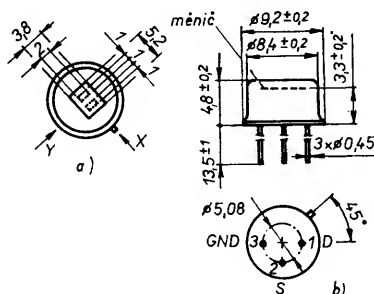
Typ: Pasívní infračervený detektor se dvěma „antisériově“ zapojenými měniči (obr. 2).

Provedení: Detektor je v pouzdru TO-5, je zapouzdřen hermeticky. Rozměry měničů a jejich orientace je na obr. 3a. Rozměry a rozmístění vývodů jsou na obr. 3b. „Zorné pole“ je  $43^\circ$  od okraje hrany měniče v ose X a  $37^\circ$  od okraje hrany měniče v ose Y (obr. 3c).

Elektrické údaje: Obvodově je detektor uspořádán jako třívývodový s emitorem (source) sledovačem (obr. 2). Vý-



Obr. 2. Zapojení detektorů RE03B, RE200B CHK, SBA04, F11-CHK1, LHI807 (má pouze jeden měnič), LHI954 (má dva měniče, zapojené „antiparalelně“), vývody pouzdra jsou u všech detektorů stejné, 1 – elektroda D (drain) integrovaného FET, 2 – elektroda S (source), 3 – společný vývod (zem)



dvou „antisériově“ zapojených měničů (obr. 2).

**Provedení:** Detektor je v pouzdru TO-5, je hermeticky zapouzdřen. Rozměry měničů, rozmístění vývodů, rozměry pouzdra a vývodů včetně „zorného pole“ jsou na obr. 6. „Zorné pole“ je  $138^\circ$  od středu měniče v ose X a  $125^\circ$  od středu měniče v ose Y.

**Elektrické údaje:** obvodově je detektor uspořádán jako třívývodový s emitorovým (source) sledovačem (obr. 2). Výstupní signál je v měřicím zapojení po-

a další údaje jsou shodné s typem RE03B.

(Všechny parametry se ověřují při teplotě  $25^\circ\text{C}$ .)

### Pyroelektrický infračervený detektor SBA04 – 81L

(Nippon Ceramic Co. Ltd.)

**Typ:** Pasivní infračervený detektor se dvěma modifikovanými „antisériově“ zapojenými měniči, všesměrový.

**Provedení:** Detektor je v pouzdru TO-5, je hermeticky zapouzdřen. Rozměry měničů, rozmístění vývodů, rozměry pouzdra a vývodů včetně „zorného pole“ jsou na obr. 7.

**Elektrické údaje:** Obvodově je detektor uspořádán jako třívývodový s emitorovým (source) sledovačem, obr. 2. Pro měření základních parametrů platí obr. 4 a 5, výstupní mezivrcholové napětí je v měřicím zapojení  $U_{\text{výst mv}} = 2,0\text{ V}$ , šumové výstupní napětí je  $U_{\text{s}} = 300\text{ mV}$ , vyvážení výstupního napětí

stupní signál je v měřicím zapojení podle obr. 4 (modulační kmitočet  $1\text{ Hz}$ , zisk předzesilovače  $72,5\text{ dB}$ )  $U_{\text{výst mv}} = 2,0\text{ V}$ . Další parametry se měří v měřicím uspořádání podle obr. 5. Výstupní šum je  $U_{\text{s mv}} = 300\text{ mV}$  max. (za 20 sekund po zapnutí). Vyvážení výstupního napětí je  $15\%$  (při  $1\text{ Hz}$  a zisku předzesilovače  $72,5\text{ dB}$  v zapojení podle obr. 4) a určuje se ze vztahu  $(U_A - U_B)/(U_A + U_B) \cdot 100\%$ . Napájecí napětí je  $3\text{ až }10\text{ V}$ . Spektrální citlivost je určena křemíkovým filtrem v okénku pouzdra, mez ( $5\%$ )  $T_{\text{abs}}$  je  $5\text{ }\mu\text{m}$   $\pm 0,5\text{ }\mu\text{m}$ , přenos průměrně rovny nebo větší než  $70\%$  pro  $7\text{ až }14\text{ }\mu\text{m}$ .

**Pracovní teplota:**  $-20\text{ až }+70^\circ\text{C}$ .

**Skladovací teplota:**  $-30\text{ až }+80^\circ\text{C}$ .

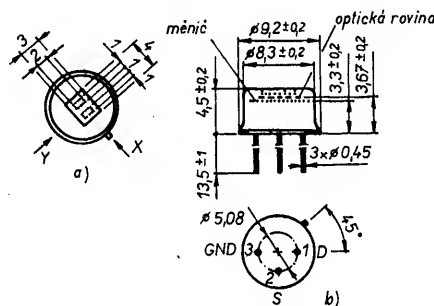
(Všechny parametry se ověřují při teplotě  $25^\circ\text{C}$ .)

### Pyroelektrický infračervený detektor RE200B CHK

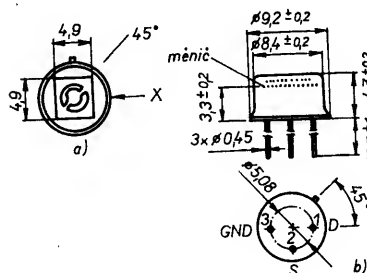
(Nippon Ceramic Co. Ltd.)

**Typ:** Pasivní infračervený detektor ze

Obr. 3. Detektor RE03B; a) pohled shora, b) rozměry pouzdra a zapojení vývodů, c) „zorné pole“



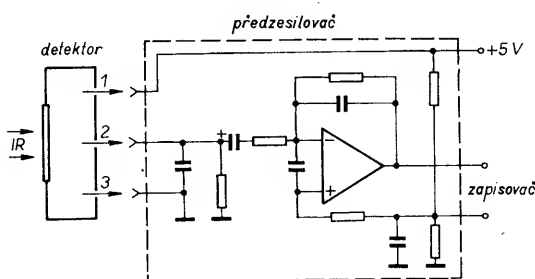
dle obr. 5 a 6 (střídač, chopper,  $1\text{ Hz}$ , zisk předzesilovače  $72,5\text{ dB}$ )  $U_{\text{výst mv}} = 2,0\text{ V}$ . Výstupní šum (obr. 6) je  $U_{\text{s mv}} = 300\text{ mV}$  (za 20 sekund). Vyvážení výstupního napětí, spektrální citlivost



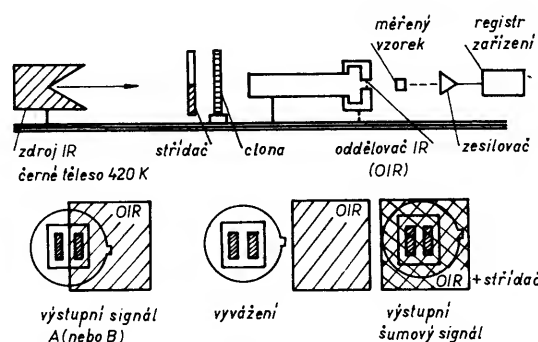
je max.  $20\%$ . Napájecí stejnosměrné napětí je  $2,2\text{ až }10\text{ V}$ . Napětí elektrody S (source) je  $0,3\text{ až }2\text{ V}$  při emitorovém (source) rezistoru  $R_S = 47\text{ k}\Omega$  a při  $I_D = 6\text{ až }43\text{ }\mu\text{A}$ . Spektrální citlivost je

Obr. 6. Detektor RE200B CHK

Obr. 7. Detektor SBA04

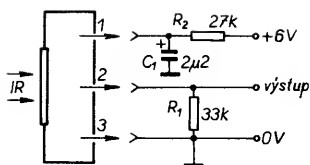


Obr. 4. Základní zkušební zapojení detektorů



Obr. 5. Uspořádání pro měření parametrů

165



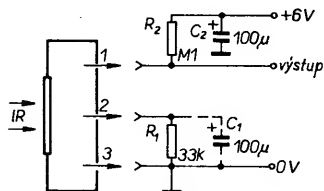
Obr. 10. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET jako emitorovým sledovačem

v elektrodě S integrovaného FET, se získává průtokem proudu  $I_D$  záporné předpětí pro řídicí elektrodu G. Touto proudovou zpětnou vazbou se stabilizuje proud  $I_D$  tranzistoru a tím i pracovní podmínky FET při změnách teploty a pracovního režimu FET. Vstupní i výstupní signál jsou v tomto zapojení ve fázi, zesílení je mírně menší než jedna.

Výstupní odpor v tomto zapojení závisí na odporu rezistoru v elektrodě S FET, který je vlastně paralelně připojen k dynamickému výstupnímu odporu zapojení. Současně paralelně k němu je připojen vstupní odpor následujícího stupně, který je navázán přes kondenzátor. Zapojení je velmi vhodné jako oddělovací stupeň mezi citlivým detektorem a obvody, v nichž se signál dále zpracovává.

#### Zesilovač se společnou elektrodou S (source)

Pro většinu aplikací je velmi vhodné zapojení na obr. 11. Zapojení je proti obr. 10 jen mírně upraveno. Celkový výstupní odpor je určen třemi paralelními veličinami: odporem rezistoru  $R_2$ , což je rezistor v přívodu k elektrodě D (drain), dynamickým výstupním odporem a vstupním odporem následujícího stupně, navázaného přes kondenzátor. Změny napětí na řídicí elektrodě v závislosti na změnách pracovního bodu vyvolávají i změny proudu  $I_D$ . Protože proud  $I_D$  detektoru musí být malý, jsou malé i změny pracovního bodu a zesílení stupně je také malé. Bez kondenzátoru  $C_1$  je zesílení zhruba čtyři. Protože kondenzátor  $C_1$  zmenšuje poněkud napětovou střídavou zpětnou vazbu, zvětší se při jeho zapojení zesílení navíc asi třikrát, ovšem i pro ni rušící signály.

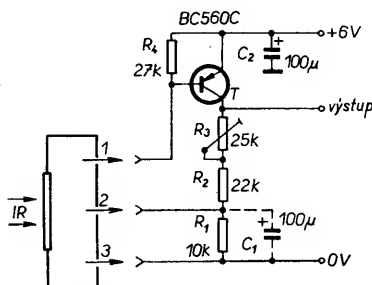


Obr. 11. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET v zapojení se společnou elektrodou S

Výstupní signál je v tomto zapojení fázově otočen o  $180^\circ$ .

#### Zapojení s dodatkovým tranzistorem

V zapojení na obr. 12 tvoří tranzistor p-n-p s integrovaným FET neinverující zesilovač se silnou zápornou zpětnou vazbou do vstupu elektrody S. To má za následek relativně malé zesílení stupně. Výhodou je stabilní pracovní bod detektoru bez ohledu na výstupní stejnosměrné napětí. To má za následek relativní nezávislost velikosti střídavého napětí na vlivech teploty a napětím ovlivňovaných parametrů.

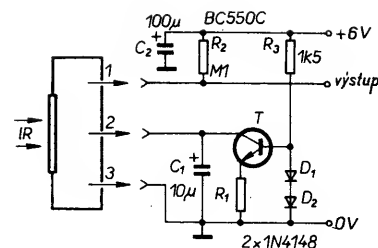


Obr. 12. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a s tranzistorem p-n-p

Zesílení obvodu na obr. 12 závisí na odporu zpětnovazebních rezistorů  $R_3 + R_2 + R_1$  – podle možnosti by zesílení nemělo být větší než šest. Při použití kondenzátoru  $C_1$  se základní zesílení zesílí zdesateronásobí, současně se zvětší výstupní a zmenší vstupní impedance. Jako tranzistor je třeba použít typ s minimálním šumem; velmi vhodný je např. tranzistor uvedený ve schématu (Siemens BC560C), který se díky svému typickému šumovému číslu kolem 1 dB bude podílet na celkovém šumu signálu po zesílení jen nepatrně.

#### Zapojení se zdrojem konstantního proudu

Pro činnost zapojení na obr. 11 (zapojení se společnou elektrodou S) by bylo výhodné, kdyby byl pracovní bod tranzistoru co nejstálší, což by vyžadovalo např. konstantní úbytek napětí na rezistoru v elektrodě S, který se používá jako předpětí pro řídicí elektrodu. Toho lze dosáhnout zapojením na obr. 13, na němž je místo rezistoru v elektrodě S použit zdroj konstantního proudu s tranzistorem T. Tím je přesně definován proud  $I_D$ , který je pak kon-



Obr. 13. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a se zdrojem konstantního proudu ( $R_1$  v mezích 20 až 100 k $\Omega$ )

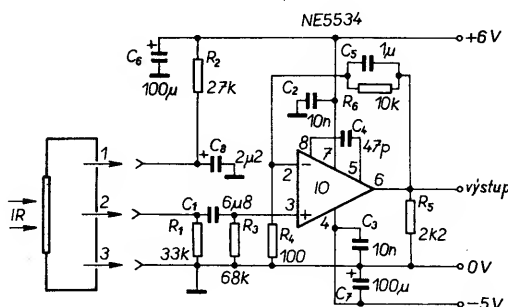
stantní. Nevýhodou zapojení je velký výstupní odpor – pro další zpracování signálu je nevhodnější sledovač s velmi velkým vstupním odporem.

#### Zesilovače s integrovanými obvody

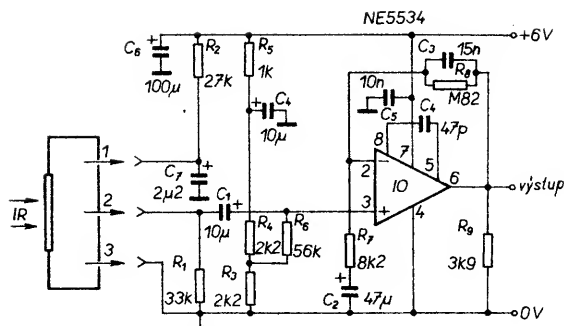
Zesílit signál na výstupu detektoru tak, aby mohl být použit pro ovládání např. spínacích obvodů, lze i operačními zesilovači. Na obr. 14 je příklad zapojení zesilovače s operačním zesilovačem s malým šumem, který zpracovává výstupní signál z detektoru, jehož integrovaný tranzistor FET je zapojen jako emitorový (source) sledovač. Operační zesilovač má vstupní odpor asi 100 k $\Omega$ , díky svým vlastnostem OZ zvětšuje šum jen nepatrně a to asi o 4 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ .

Kondenzátor  $C_1$  spolu s rezistorem  $R_3$  tvoří horní propust. Jako  $C_1$  nelze použít žádný druh elektrolytického kondenzátoru, neboť v tomto zapojení nemá kondenzátor polarizační předpětí. Vzhledem k tomu, že obvod má mít dolní mezní kmitočet 0,3 Hz, musí mít rezistor  $R_3$  z hlediska šumu nepříznivě velký odpor. Rezistory ve zpětnovazební větvi,  $R_4$  a  $R_6$ , určují velikost zesílení (asi 100). Kondenzátor  $C_5$  paralelně k rezistoru  $R_6$  určuje horní mezní kmitočet asi na 16 Hz. Operační zesilovač je třeba kmitočtově kompenzovat ( $C_4$ ). Výstupní signál je vzhledem k „zemí“ symetrický, stejně jako napájecí napětí. Napájecí napětí je třeba vhodně filtrovat, aby se zamezilo signálové zpětné vazbě a nedostatkům ve vyhlazení.

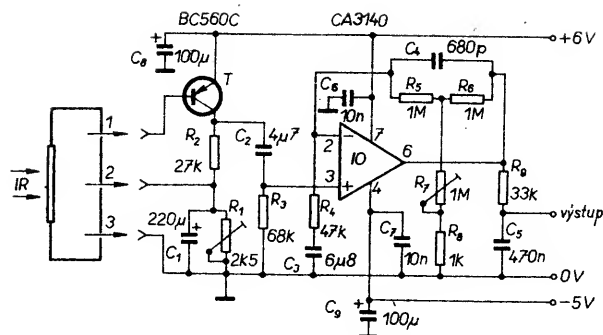
K zesílení signálu z detektoru lze použít i nesymetricky napájený operační zesilovač, obr. 15; v tomto případě je integrovaný FET zapojen jako emitorový (source) sledovač a neinverující



Obr. 14. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a s operačním zesilovačem



Obr. 15. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a nesymetricky napájeným operačním zesilovačem



Obr. 17. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a neinvertujícím operačním zesilovačem, s možností nastavit zesílení ve velkém rozsahu

vstup OZ má napětí, rovné zhruba polovině napájecího napětí. Napětí se nastavuje rezistory  $R_3$  a  $R_4$  napěťového děliče. S ohledem na toto zapojení je užitečný signál superponován na klidovém napětí na horní propust  $R_6$ ,  $C_1$ . Případné rušivé signály jsou sváděny k „zemi“ článkem  $RC$ ,  $R_5$ ,  $C_4$ .

Kondenzátor  $C_2$  odděluje stejnosměrné napětí od zpětnovazební cesty ( $R_7$ ) a spolu s  $R_7$  tvoří horní propust – určuje spodní mezní kmitočet zesilovače. Pro signály nad tímto dolním mezním kmitočtem lze určit zesílení obvodu z poměru odporu rezistorů  $(R_7 + R_8)/R_7$ . Propustné pásmo zesilovače je shora omezeno dolní propustí  $R_8$ ,  $C_3$  asi na 13 Hz.

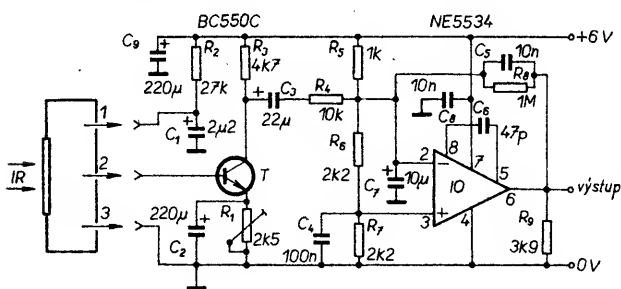
Většího zesílení lze dosáhnout v zapojení, v němž pracuje jako odpor v elektrodě S integrovaného FET bipolární tranzistor n-p-n zapojený jako invertující zesilovač, obr. 16. Zmenšení zpětné vazby kondenzátorem  $C_2$  má za následek větší zesílení, ovšem i pro

současně k omezení pracovní šířky pásma, přičemž kondenzátory  $C_3$  a  $C_5$  spolu s uvedenými rezistory tvoří pásmovou propust.

V zapojení na obr. 17 odpovídá proud elektrodou D,  $I_D$ , integrovaného FET proudů báze bipolárního tranzistoru T. Napěťový úbytek na rezistoru  $R_1$  je menší a změnil se tedy i pracovní bod FET. Proto je použit odporový trimr  $R_1$ , jehož nastavením lze přizpůsobit vstup zesilovače různým typům detektorů. Jmenovitý odpor trimru je pro různé detektory v mezích asi 1 až 2,5 kΩ.

Jako zesilovač je v tomto případě použit operační zesilovač v neinvertujícím zapojení, typ CA3140, který má šumové napětí asi 40 nV/Hz. Zpětnovazební větev obsahuje dva napěťové děliče se společným „svodovým“ odporem (rezistory  $R_7 + R_8$ ). Zesílení lze v širokém rozsahu nastavit odporovým trimrem  $R_7$ . Celkový odpor článku T ze čtyř rezistorů  $R_5$ ,  $R_6$ ,  $R_7$  a  $R_8$  pro výpočet zesílení je

$$R_c = R_5 + R_6 + (R_5 R_6) / (R_7 + R_8).$$



Obr. 16. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET a s tranzistorem n-p-n jako předzesilovačem pro operační zesilovač

složky rušivých napětí s kmitočtem kolem 50 Hz. V každém případě však tranzistor zvětšuje amplitudu signálu asi 16×.

Pracovní bod obou obvodů se nastavuje odporovým trimrem  $R_1$ , jímž lze snadno vyrovnávat i případné tolerance součástek, které by mohly měnit stejnosměrné pracovní poměry v zapojení. Jmenovitá velikost odporu trimru  $R_1$  je asi 1 kΩ.

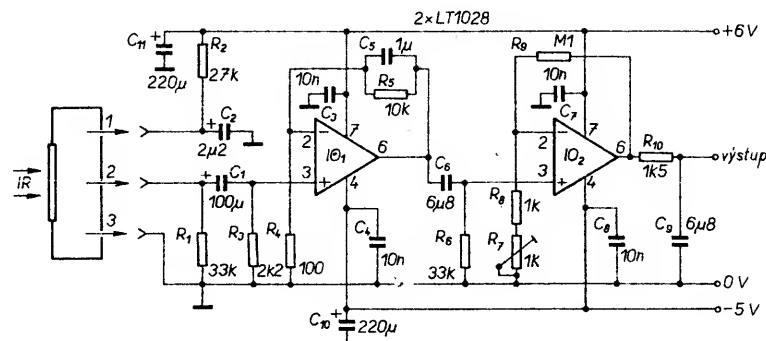
Různá stejnosměrná napětí na kolektoru T a invertujícím vstupu OZ vyžadují navázat první stupeň k druhému přes kondenzátor ( $C_3$ ). Napěťový dělič mezi vstupem a výstupem OZ ( $R_4$ ,  $R_8$ ) zajišťuje nejen vhodné zesílení, ale slouží

Při příliš velkých zesíleních je zapojení nestabilní. Protože vliv kondenzátoru  $C_4$  na šířku pásma je závislý na nastaveném zesílení, je na výstupu zesilovače dolní propust  $C_5$ ,  $R_9$ , určující horní mezní kmitočet zesilovače na 10,3 Hz. Vzhledem k tomu, že je impedance dolní propusti značná, musí mít následující stupeň velký vstupní odpor.

### Zesilovač s extrémně malým šumem

Zesilovač s velmi velkým zesílením a minimálním šumem lze postavit podle obr. 18. Použité operační zesilovače typu LT1028 mají vnitřně kompenzovanou fázovou charakteristiku. Vstupní šumové napětí OZ v pásmu 0,1 až 10 Hz je pouze 35 nV (mezivrcholové napětí). Protože k celkovému šumu zapojení přispívají podstatně rezistory na vstupech OZ, je třeba použít typy s kovovou vrstvou a minimálním šumem. Odpory těchto rezistorů byly voleny jako kompromis mezi jejich vlivem na šum a účinností zapojení.

Pracovní šířka pásma zesilovače je omezena na 0,7 až 15 Hz. Odporovým trimrem  $R_7$  lze nastavit zesílení v mezích 5000 až 10 000. Při velkých zesíleních je třeba dbát na dokonalé „uzemnění“ (spojení s kostrou) a dokonale vyhlazené napájecí napětí. Přesto, že následující stupeň nemusí mít příliš velký vstupní odpor, doporučuje se použít nějaký druh měniče impedance (emitorový sledovač atd.).



Obr. 18. Základní zapojení detektoru s integrovaným FET s operačním zesilovačem s extrémně malým šumem

## Základní údaje použitých součástek

Při realizaci zapojení je vždy třeba pamatovat na to, že zesilujeme velmi slabé signály, proto je třeba používat takové součástky, které mají velmi malý vlastní šum. O volbě rezistorů již byla zmínka – nejvhodnější a přitom běžné jsou typy s kovovou vrstvou (naše typy TR 151, TR 161, TR 191 apod.). Pokud jde o kondenzátory – není-li ve schématech u kondenzátorů s velkou kapacitou vyznačena polarita, je třeba použít nepolarizované typy, tj. jakékoli kondenzátory s dielektrikem z plastických hmot, nikdy ne elektrolytické hliníkové nebo tantalové! Polovodičové součástky lze použít i jiné, než jaké jsou uváděny ve schématech, pro určení případné náhrady jsou dále uvedeny základní technické údaje použitých tranzistorů a integrovaných obvodů (operačních zesilovačů).

### Tranzistory BC550 (n-p-n) a BC560 (p-n-p)

#### Mezní údaje

Napětí kolektor-emitor,  $U_{CEO}$ : 45 V.  
Napětí kolektor-báze,  $U_{CBO}$ : 50 V.  
Napětí báze-emitor,  $U_{EBO}$ : 6 V.  
Proud kolektoru,  $I_C$ : 100 mA.  
Špičkový proud kolektoru  $I_{CM}$ : 200 mA.  
Proudy  $I_{BM}$ ,  $I_{EM}$  jsou shodné s  $I_{CM}$ .

#### Pracovní údaje

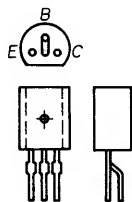
##### Statické údaje

Průrazné napětí kolektor-emitor,  $U_{(BR)CEO}$  při  $I_C=2$  mA: 45 V.  
Průrazné napětí kolektor-báze,  $U_{(BR)CBO}$  při  $I_C=10$  μA: 50 V.  
Průrazné napětí kolektor-emitor  $U_{(BR)CES}$  při  $I_C=10$  μA,  $U_{BE}=0$  V: 50 V.  
Zbytkový proud kolektor-báze,  $I_{CBO}$  při  $U_{CB}=30$  V: 15 nA.  
Proudové zesílení,  $h_{FE}$  ( $I_C=10$  μA,  $U_{CE}=5$  V, 550C, 560C): 150, při  $I_C=2$  mA,  $U_{CE}=5$  V: 290.

##### Dynamické údaje

Šumové číslo,  $F$  ( $I_C=0,2$  mA,  $U_{CE}=5$  V,  $R_s=2$  kΩ): 1,4 až 3 dB.  
Šum (stejně podmínky,  $f=10$  až 50 Hz): 0,135 mV.

Zapojení vývodů je na obr. 19.



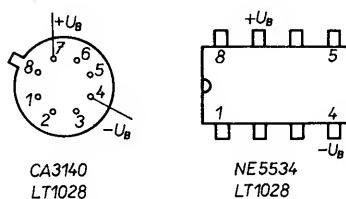
Obr. 19. Zapojení vývodů tranzistorů BC550, BC560 (Siemens)

## Operační zesilovače

	CA3140	NE5534
Vstupní odpor [MΩ]	1,5 · 10 <sup>6</sup>	0,1
Vstupní offset [mV/nA]	15/0,03	4/300
Vstupní proud [nA]	0,05	1500
CMR [dB]	70	70
Napájecí napětí min./max. [V]	±2/±22	±3/±22
Zesílení	10 <sup>5</sup>	10 <sup>5</sup>
Rychlost přeběhu [V/μs]	9	13

Operační zesilovač LT1028 je výrobek firmy Linear Technology, s minimálním šumem (max. 10 Hz) 1,8 nV/√Hz, SR = 11 V/μs, zesílení 6000 V/mV, drift osetového napětí je 0,9 μV/°C.

Zapojení vývodů operačních zesilovačů je na obr. 20.



Obr. 20. Zapojení vývodů operačních zesilovačů (pohled shora)

Pyroelektrické detektory série LHI jsou výrobky firmy Heiman z Wiesbadenu v SRN. Pyroelektrické detektory vyrábí ovšem např. i firma muRata, známá svými filtry pro spotřební elektroniku (rozhlasové přijímače, televizory) a další výrobci.

U všech detektorů se doporučuje minimální délka vývodů při pájení asi 6 mm, teplota páječky maximálně 250 °C, doporučuje se odvádět teplo z pájeného přívodu.

Pyroelektrické detektory s jedním měničem (všechny uvedené v tomto článku mají měniče dva) jsou vhodné především k měření teploty a např. k detekci plynů. Podle vyráběných typů lze používat pyroelektrické detektory jako hlásiče pohybu v určitém prostoru, světelné spínače, poplachová zařízení, jako analyzátoře plynů a konečně jako měřiče výkonu laserových paprsků. Měniče všech detektorů pro uvedená použití jsou v podstatě shodné, mění se jen spektrální rozsah optických filtrů, přes které záření na měniče dopadá.

### Zkušební zapojení

Pro možnost ověřit činnost detektoru infračerveného záření byla realizována relativně jednoduchá pomůcka, která může kromě původního účelu (zkušební zapojení) být použita jako poplachové zařízení, spouštěné pohybem osoby v určeném prostoru. Zapojení je na obr. 21 a je vhodné pro téměř všechny běžné detektory, zapojené podle obr. 1.

Rezistor  $R_1$  je zatěžovacím odporem emitorového sledovače v detektoru IR (pro některé typy detektorů vyhoví i 39 kΩ). Integrované obvody IO<sub>1</sub> a IO<sub>2</sub> tvoří dvoustupňový nízkofrekvenční zesilovač s velkým zesílením. Vhodné charakteristiky zesilovače v oblasti nízkých kmitočtů se dosáhlo volbou kapacity kondenzátorů. Kondenzátor  $C_5$  odfiltruje signály vyšších kmitočtů. Integrovaný obvod IO<sub>3</sub> pracuje jako okénkový diskriminátor, „okénko“ lze upravit odporovým trimrem P – zužováním „okénka“ se zvětšuje citlivost zařízení, zvětšuje se však i náchylnost ke spínání zařízení falešnými signály. Nejvhodnější je nastavit trimr experimentálně.

Zapojení bylo postaveno na desce s plošnými spoji podle obr. 22. Protože původním úmyslem bylo zkusit různé druhy detektorů, byly pro připojení detektoru použity svorky. Zapojení by pro zkušební účely bylo možno realizovat i na kontaktním nepájivém poli, což by bylo vzhledem k času, potřebnému ke konstrukci, asi nejvýhodnější. Pak by totiž bylo možno i snadno zkoušet v zapojení různé druhy operačních zesilovačů a určovat vliv šumového čísla a dalších parametrů OZ na celkový výsledek.

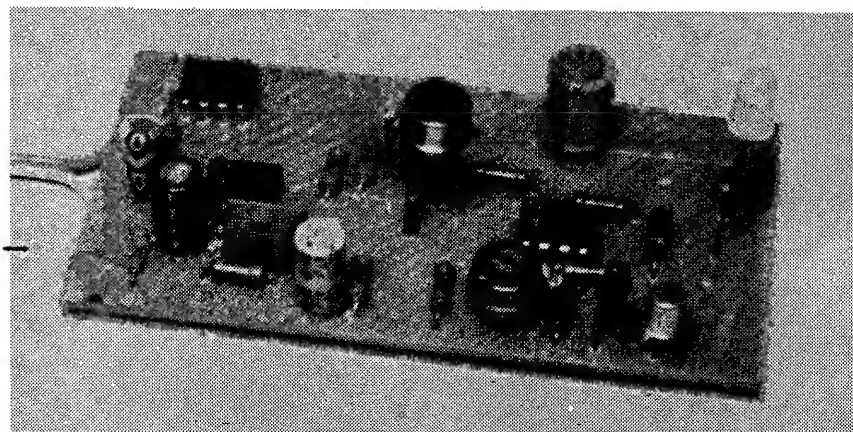
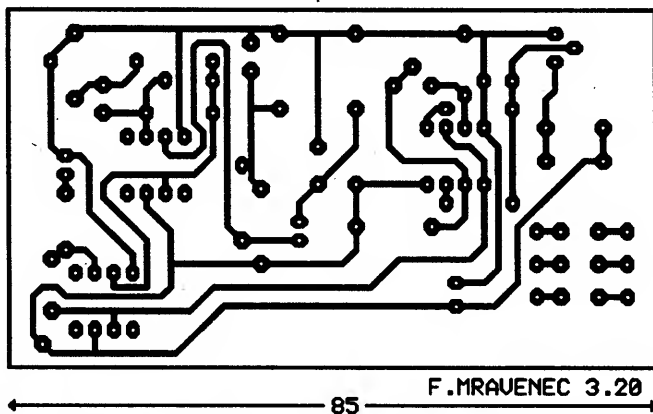
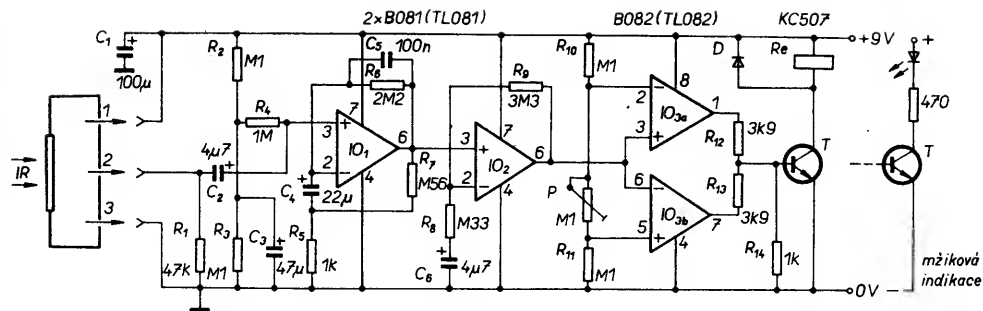
Protože zařízení má při změně IR na vstupu mžikovou změnu výstupního napětí, lze na výstup při zkoušení detektorů připojit místo relé na obr. 21 svítivou diodu (na obrázku naznačeno). Budeme-li chtít zařízení použít jako poplachové s delší dobou trvání poplachu, musíme na výstup připojit nějaký časovací obvod, který dobu trvání poplachu prodlouží podle našich potřeb. Příklad takového časovacího obvodu je na obr. 23. Kontakt relé z obr. 21 je v klidu sepnut, jeho otevřením začíná doba poplachu, kterou je možno volbou odporu rezistoru na vývodu 6, 7 časovače 555 upravit až na asi 15 minut. K vybavení obvodů poplachu se ještě vrátíme na konci článku.

**K součástkám:** Jako operační zesilovače byly použity běžné typy B081 (2 ks) a B082 (vývody jako MA1458). Údaje všech běžných operačních zesilovačů s FET na vstupu, které lze v zapojení použít, byly uvedeny v AR B3/90 (popř. v ročence AR Malý katalog pro konstruktéry, která vyjde v listopadu tr.).

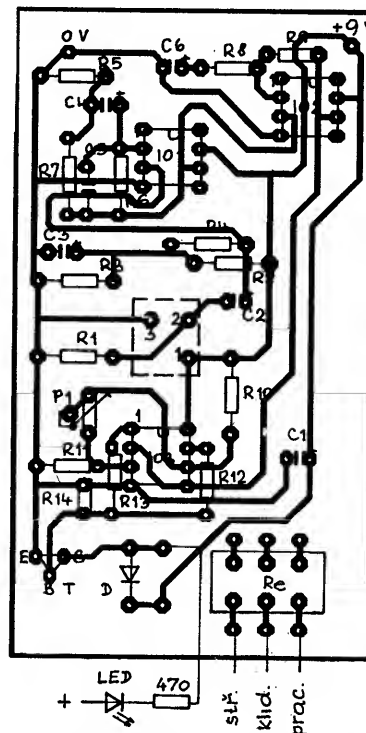
Všechny rezistory jsou miniaturní typy (nejvhodnější jsou rezistory s kovovou vrstvou), elektrolytické kondenzátory jsou typy s jednostrannými vývody na minimálně 10 V. Jako tranzistor lze použít libovolný typ n-p-n (KC507, KF508 atd.).

Jako zdroj napájecího napětí je nejvhodnější baterie, použije-li se síťový zdroj, musí být jeho výstupní napětí dobře stabilizované a vyhlazené.

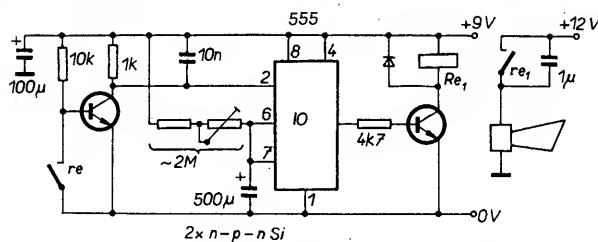
Obr. 21. Zkušební zapojení indikátoru infračerveného záření s detektorem RE03B (japonské výroby). Indikace je mžiková, pro ověřování detektoru je vhodné zapojit na výstup LED, pro účely poplachu je možné použít zapojení z obr. 23, popř. jiný časovací obvod



A209



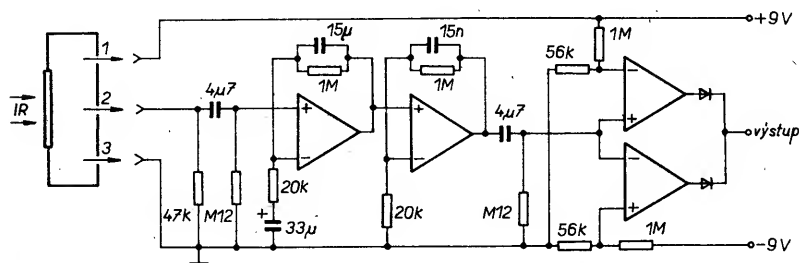
Obr. 22. Deska s plošnými spoji pro zapojení z obr. 21. Zkušební deska osazená součástkami je i na fotografii



Obr. 23. Časovací obvod pro poplach

Jiné zkušební zapojení, které doporučuje západoněmecký výrobce pyroelektrických detektorů, je na obr. 24.

Zapojení je variantou zapojení na obr. 21, zjednodušené poněkud symetrickým napájecím operačních zesilovačů.



Obr. 24. Jiné zapojení zkušebního obvodu, doporučené výrobcem z NSR; též toto zapojení lze použít pro poplachové (nebo jiné) zařízení. Operační zesilovače jsou typy s FET, napájené symetrickým napětím

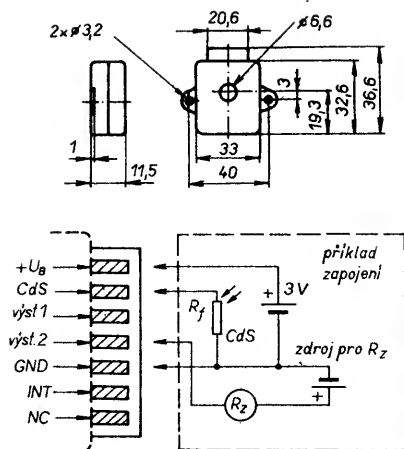
## Stavební moduly

Uživatelé pyroelektrických detektorů nejsou ovšem nuceni vyvíjet si svoje vlastní zesilovače signálu z detektoru, na trhu (i u nás) jsou k dispozici moduly s relativně velkým výstupním napětím, jehož zpracování již nečiní žádné potíže. Dále si uvedeme dva moduly, určené k běžnému použití.

### Modul MS-02

**Obecný popis:** Modul je citlivým detektorem IR se spínacím obvodem. Má malou spotřebu a čtyři základní pracovní módy, s čidlem CdS může spolupracovat jako světelný spínač.

**Rozměry:** Rozměry a rozmístění vývodů jsou na obr. 25. Základna má rozměry 40×36,6 mm, celková výška je 11,5 mm, vývody jsou na pájecí svor-



Obr. 25. Rozměry a vývody modulu MS-02 s příkladem zapojení. CdS – výstup enable, aktivní stav = úroveň H, výst. 1 – napěťový výstup (amplituda 0,6 V), výst. 2 – výstup s otevřeným kolektorem (aktivní stav = úroveň L), INT – interferenční vstup (k zastavení výstupního signálu na náběžné hraně impulsu), NC – nezapojeno

kovnici. Deska s plošnými spoji je zhotovena technikou SMD.

#### Elektrické údaje

Pracovní napětí (napájecí): min. 2,6 V, max. 5,5 V.

Spotřeba: naprázdno typicky 35, max. 50  $\mu$ A, v době detekování IR 1 až 3 mA. Proud zátěží: max. 200 mA.

Doba zapnutí  $P_1$  (on time): volitelná do 300 sekund.

Maskovací doba,  $P_2$  (masking time): typ. 1,2, max. 2 sekundy.

Doba stabilizace: min. 6, typ. 12, max. 18 sekund.

(Doba stabilizace je doba od zapnutí napájecího napětí do okamžiku, kdy se na výstupu modulu může objevit signál. Její délka závisí i na druhu napáječe a na tzv. čekací době detektoru.)

Čekací doba (waiting time): min. 10, typ. 20, max. 40 sekund.

#### Oblast detekce IR

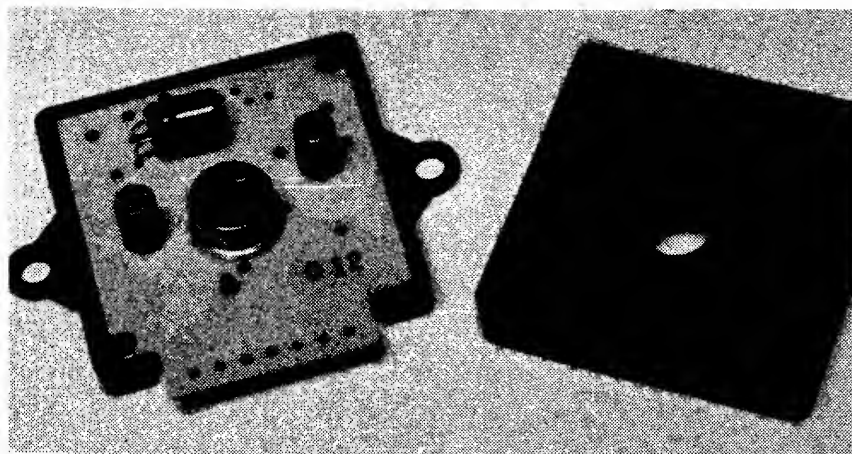
„Zorný úhel“: 90°, závisí na pouzdru, v němž bude modul umístěn.

Vzdálenost detekovaného předmětu: 1,5 až 2 m.

#### Druhy činnosti

##### Jednorázový (oneshot mode)

Výstupní signál z pyroelektrického detektoru nebude akceptován po dobu  $P_1 + P_2$  (obr. 26a). *Příklad:* Čas  $P_1$  je zvolen 5 sekund, čas  $P_2$  je 2 sekundy. Jakmile jednou přijme modul signál z detektoru, „drží“ stav „poplachu“ po 5 sekund a potom po dobu 2 s nepřijme žádný vstupní signál z detektoru. Tudiž



– jakmile modul jednou spustí poplach, nepřijme žádný výstupní signál z detektoru po dobu  $P_m = P_1 + P_2 = 7$  sekund.

##### Opakovatelné spouštění (retriggerable mode)

Modul udržuje stav „poplach“ (tj. má na výstupu signál v závislosti na IR na vstupu) po dobu  $P_0$ . Pokud dostává zesilovač modulu signál z detektoru během zvolené doby  $P_1$ , modul znovu udržuje stav „poplach“ po dobu  $P_1$ . To se může stále opakovat. Bude-li stav „poplach“ ukončen po uběhnutí doby  $P_1$ , modul nepřijme žádný výstupní signál z detektoru po dobu  $P_2$  (maskovací doba), obr. 26d.

##### Překlápěcí, přepínací jednorázový (one shot toggle mode)

Modul udržuje stav „poplach“ po dobu  $P_1$  a ve stejnou dobu nemůže přijmout jiný výstupní signál z detektoru, neboť působí maskovací signál  $P_2$ . Vždy, je-li přijmut výstupní signál z detektoru,  $P_1$  končí a probíhá doba  $P_2$ , obr. 26c.

##### Překlápěcí, přepínací (toggle mode)

Tento způsob činnosti je v podstatě shodný s „one shot“. Čas  $P_1$  není ovšem přednastaven (obr. 26d) a dobou signálu „toggle“ je míněna doba  $P_0$ . Výstupní signál modulu se mění pokaždé, když zesilovač modulu přijme výstupní signál detektoru.

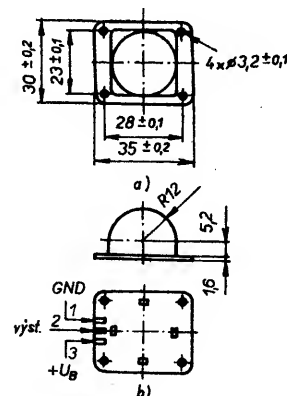
Modul obsahuje integrovaný obvod CMOS, je jej třeba chránit před elektrostatickými náboji. K napájení je třeba

používat pouze regulované napájecí zdroje s velmi dobře vyhlazeným výstupním napětím. Modul nesnáší přímé sluneční světlo, vysoké teploty, velké teplotní změny a silné vibrace.

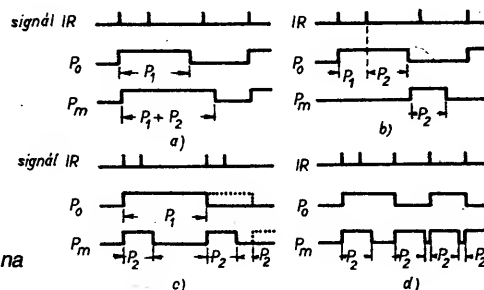
#### Modul SGM-5910-CHK s detektorem IR a Fresnelovou čočkou

*Obecný popis:* Modul detekuje infračervené záření, které vyzařuje lidské tělo, pohybující se v „zorném úhlu“ čočky. Detektor je spolu s Fresnelovou čočkou na desce s plošnými spoji, osazené technikou SMD.

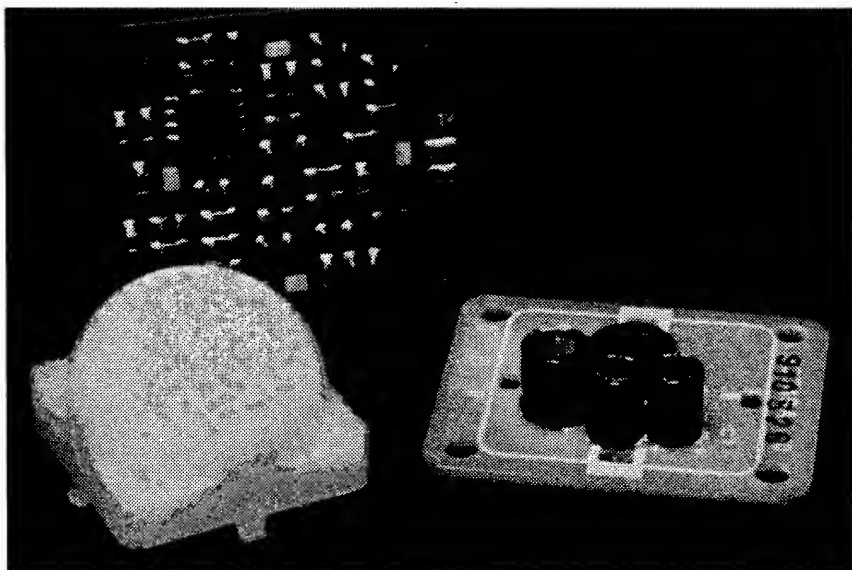
*Základní vlastnosti modulu:* Vnější rozměry jsou  $35 \times 30 \times 20$  (výška) mm. Rozměry modulu jsou na obr. 27, oblast detekce infračerveného záření je na obr. 28 a to jak ve vertikální, tak v horizontální rovině. Jako výstupní obvod je



Obr. 27. Uspořádání a rozměry modulu SGM-5910-CHK s Fresnelovou čočkou; pohled shora, b) pohled zdola

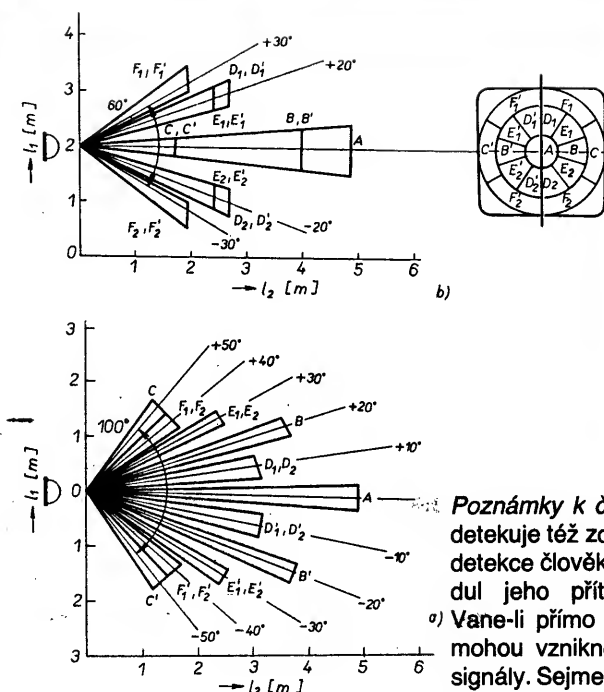


Obr. 26. Druhy činnosti.  $P_0$  – impuls na výstupu 1(2),  $P_m$  – maskovací impuls



žit zapojení na obr. 29, které vyhoví pro připojení za všechny dosud popsané předzesilovače. Zesilovací činitel zapojení je nastavitelný v rozsahu asi 1800 až 15 000. Jako vstupní stupeň je použit operační zesilovač v neinverujícím zapojení, za ním následuje OZ v inverujícím zapojení, u něhož je možné základní zesílení dané poměrem odporů rezistorů  $R_4$ ,  $R_7$  měnit nastavením odporového trimru  $R_5$ .

Operační zesilovače zvětšují úroveň šumu pouze nepatrně. Díky čtyřem článkům  $RC$  je pracovní kmitočtový rozsah 0,4 Hz až 15 Hz. Dodatečná dolní propust na výstupu,  $R_8$ ,  $C_{11}$ , potlačuje případné rušivé signály (např. síťový brum 50 Hz). Propust je vhodné použít především při nastavení zesílení na horní mezi možností.



Obr. 28. Detekční oblast modulu; a) horizontálně, b) vertikálně

zapojen tranzistor n-p-n s otevřeným kolektorem, aktivní stav = nízká úroveň (L).

#### Elektrické údaje mezní

Průrazné napětí: 15 V.

Pracovní teplota:  $-20$  až  $+50$  °C.

Skladovací teplota:  $-30$  až  $+70$  °C.

#### Elektrické údaje pracovní

Napájecí napětí: min. 4,75, typ. 5, max. 10 V.

Spotřeba: typ. 1, max. 2 mA.

Doba stabilizace:  $t_{on}$  = typ. 15, max. 30 sekund.

(Stav výstupu se po zapnutí napájecího zdroje ustálí za  $t_{on}$ .)

**Poznámky k činnosti a použití:** Modul detekuje též zdroje tepla. Je-li v oblasti detekce člověk a nepohybuje-li se, modul jeho přítomnost nezaznamená.

a) Vane-li přímo přes modul prudký vítr, mohou vzniknout v detektoru falešné signály. Sejmeme-li se z detektoru Fresnelova čočka, zmenší se značně citlivost modulu. Modul by neměl být vystavován prudkým úderům a značným teplotním změnám.

#### Univerzální zesilovač

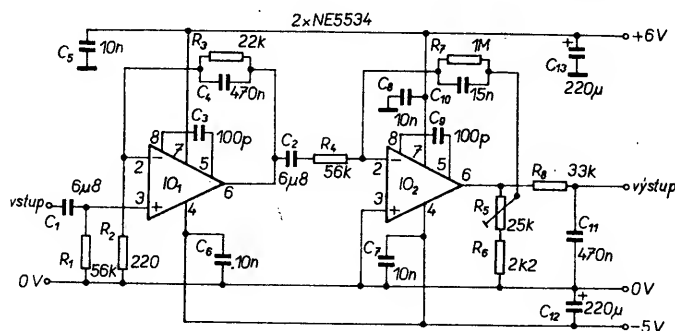
Je-li třeba před dalším zpracováním zesílit signál z předzesilovače, lze pou-

Na výstup připojované další obvody by měly mít velkou vstupní impedanci. Při konstrukci je třeba dbát na co nejkratší spoje, dobré zemní spoje – také co nejkratší a na co nejlepší vyhlazení napájecího napětí.

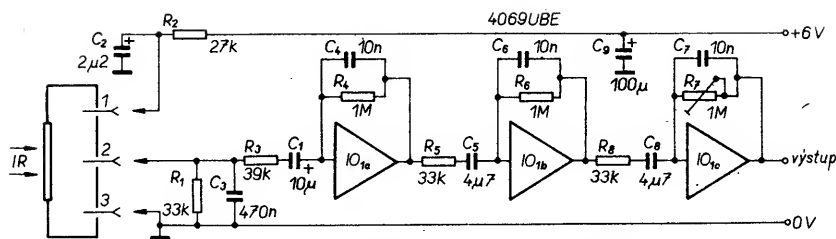
#### Zesilovač z invertorů

K zesílení signálu z detektoru lze použít i invertory, zapojené jako lineární zesilovače. Vhodné jsou např. typy z řady UB; i když mají malé zesílení, je zesilovač na obr. 30 velmi stabilní.

Podélné články  $RC$  u jednotlivých invertorů tvoří jak zpětnou vazbu, zajiš-



Obr. 29. Univerzální zesilovač se symetrickým napájením, vhodný za všechny uvedené předzesilovače



Obr. 30. Použití invertorů jako lineárních zesilovačů signálu z detektorů IR

řující definovaný pracovní bod invertorů, tak (jejich rezistory) spolu s předřadnými rezistory určují zesílení jednotlivých invertorů. Relativně velký vstupní odpor invertorů umožňuje navázat zesilovač k detektoru, zapojenému jako emitorový (source) sledovač. Zesílení třetího invertoru lze nastavit odporovým trimrem  $R_7$ . Použité články RC určují i pracovní kmitočtové pásmo a to na 0,4 až 15 Hz.

Proti dříve uvedeným zesilovačům mají zesilovače tohoto typu poněkud větší šumové číslo – to však při větších vstupních signálech z detektoru nemusí být na závadu, je to vyváženo jednoduchostí konstrukce. Při konstrukci je třeba si uvědomit, že je na výstupu v klidu napětí rovné asi polovině napájecího napětí a že vstupní impedance dalšího obvodu musí být co největší.

## Optické „doplňky“

Jak již bylo uvedeno, snahou při konstrukci zařízení s pyroelektrickými detektory je co možno nejvíce zesílit slabý signál z detektoru, aniž by zesilovač přidával k užitečnému signálu další šumová napětí. Dále je velmi užitečná možnost měnit „zorný úhel“ detektoru, popř. zesílit užitečný signál z málo vyzařujících nebo vzdálených zdrojů infračerveného záření tak, aby mohl být vůbec detektorem zpracován. Jako v radiotechnice platí zásada, že nejlepším zesilovačem, který k zesilovanému signálu nepřidává šum, je anténa, nabízí se jako u ostatních optických záření použít k zesílení infračerveného záření čočku (nebo čočky). Z nejrůznějších důvodů nejsou pro IR vhodné skleněné čočky – v této oblasti záření se používají tzv. Fresnelovy čočky z plastických materiálů, jako např. u modulu SGM-5910-CHK na obr. 27.

A. J. Fresnel (1788–1827) byl francouzský fyzik, který se velmi zasloužil o rozvoj optiky, objevil mimo jiné i zákony, které určují intenzitu světla při odrazu a lomu na rozhraní dvou prostředí. Tzv. ohybové (difrakční) jevy, na nichž jsou založeny Fresnelovy čočky, využí-

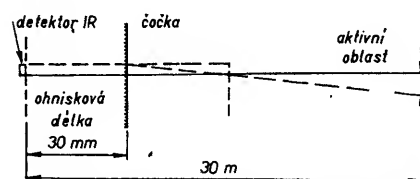
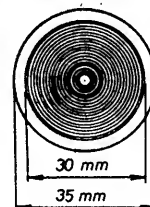
vají toho, že za určitých podmínek neplatí zákon přímočarého šíření světla. Při určitých podmínkách lze totiž pozorovat (když se světlo šíří kolem dostatečně malé překážky) světlo i tam, kde by měl být stín. Tomuto jevu se říká difrakce (ohyb) světla. Při difrakci se na stínítku získává soustava světelných maxim a minim, tzv. ohybový obraz. V této souvislosti je v optice zaveden pojem Fresnelovy zóny, jejichž vlastností se využívá právě při konstrukci tzv. zónové desky, což je soustava průhledných a neprůhledných soustředných prstenců se společným středem. Účinek této ploché zónové destičky lze srovnat s účinkem spojné čočky.

Fresnelovy čočky se skládají z velmi tenké fólie z plastické hmoty, která má na povrchu soustředné kružnice (jde-li o kulatou čočku) nebo části kružnic (jde-li o pravoúhlé čočky). Čočky jsou konstruovány tak, aby měly dobré přenosové vlastnosti pro záření o vlnové délce 4 až 20  $\mu\text{m}$ , takže soustřeďují infračervené záření do úzkého kuželu (úzkých kuželů). Komerčně vyráběné Fresnelovy čočky mohou být konstrukčně uspořádány různě, např. mohou rozdělovat sledovanou oblast do střídajících se zón s malou a velkou citlivostí, mohou být konstruovány jako konvexní, které vymezují úzký koridor ve sledované oblasti s velkou citlivostí, popř. mohou být i tzv. záclonového typu, které vytvářejí dvě oblasti s velkou citlivostí, které jsou umístěny blízko sebe – tak lze např. rozdělit místnost na dvě části a kdokoli projde touto „záclonou“, spustí poplach. Od konvexní čočky se liší tím, že mají v horizontální rovině úzký „zorný úhel“, na rozdíl od vertikálního širokého úhlu.

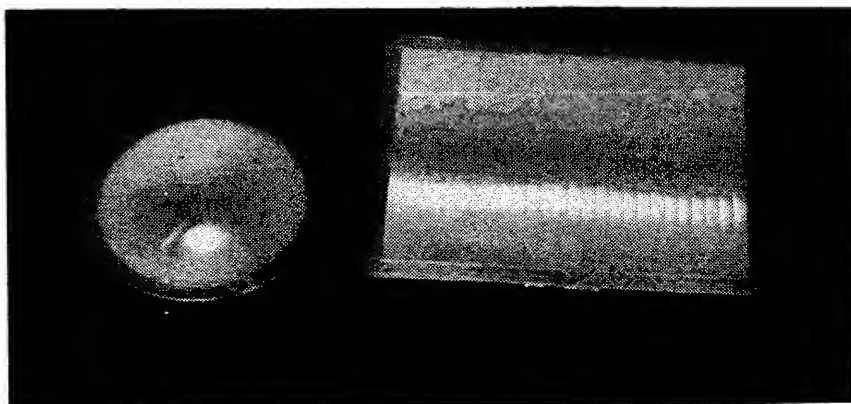
Na obr. 31 až 34 jsou komerčně vyráběné (a u nás dostupné) Fresnelovy čočky s různými vlastnostmi.

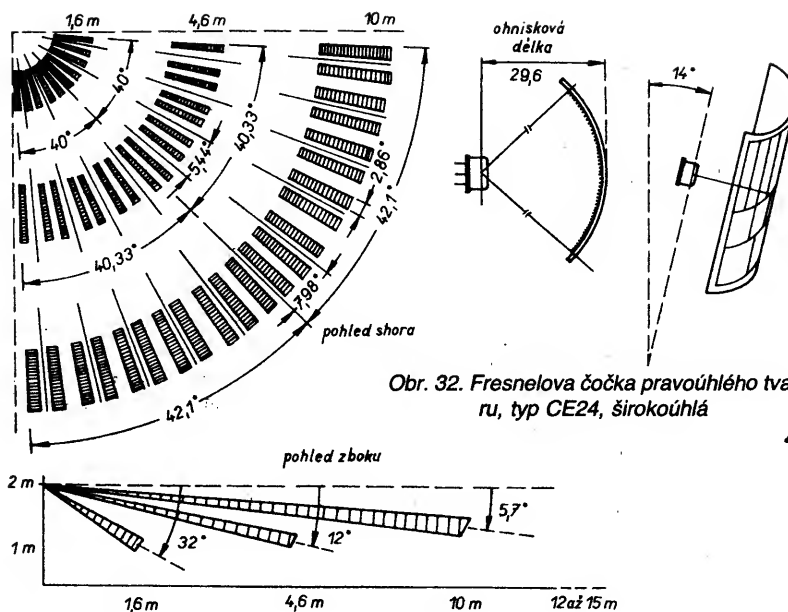
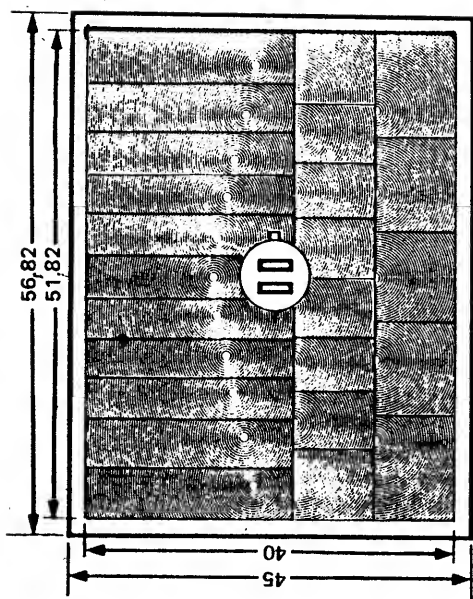
Na obr. 31 je základní typ kulaté Fresnelovy čočky, která se montuje na plocho. Jde o čočku ke snímání infračerveného záření z větších vzdáleností, čočka soustřeďuje záření do úzkého paprsku. Aktivní oblast ve vzdálenosti 30 m má při detektoru s jedním měničem průměr 1 m, při detektoru se dvěma měniči 2 m. Ohnisková délka čočky je 30 mm. Nejmenší tloušťka čočky je 0,3, největší 0,8 mm. Čočka má označení CE01.

Mnohasegmentová Fresnelova čočka, označená CE24, je na obr. 32. Jde o širokoúhlou čočku, rozdělenou do tří oblastí. Při použití této čočky se získá 48 detekčních oblastí, použije-li se detektor se dvěma měniči, který má „zorný úhel“  $86^\circ$  nebo větší. Detektor se umísťuje v geometrickém středu čočky, která má rozměry  $45 \times 56,82$  mm. Čočka má ohniskovou délku 29,6 mm, je-li stočena do oblouku o poloměru rovném ohniskové délce (viz obrázek). Poloměr je třeba měřit od vrchní strany měničů (nikoli od vrchní strany detektoru). Čočku lze používat k soustřeďování infračerveného záření až do vzdálenosti 10 m (příp. 12 až 15 m). Detekční zóny při umístění detektoru podle obrázku jsou pro různé vzdálenosti v obr. 32.

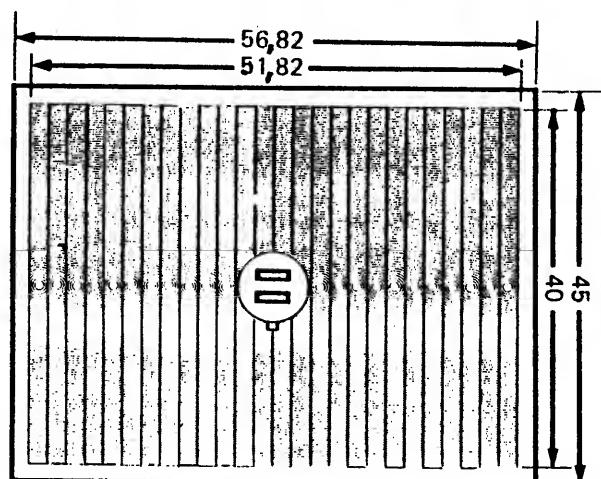
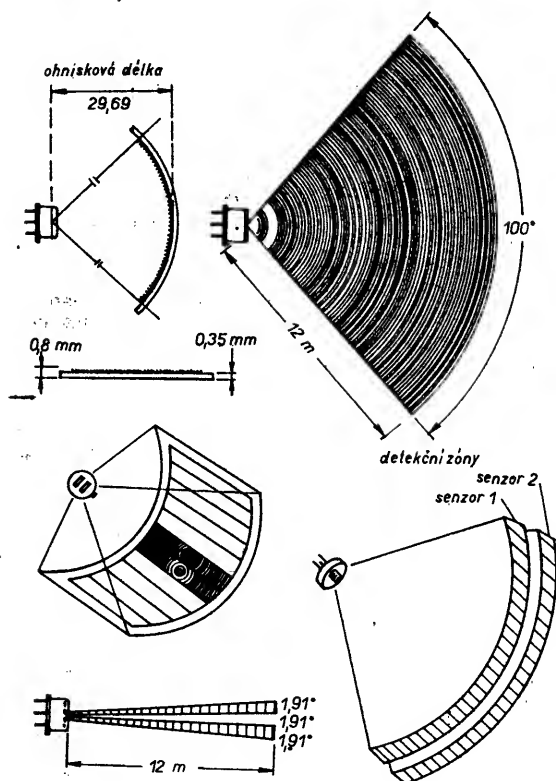


Obr. 31. Základní provedení Fresnelovy čočky, typ CE01. Aktivní oblast 1 m, popř. 2 m (dvojitý měnič)

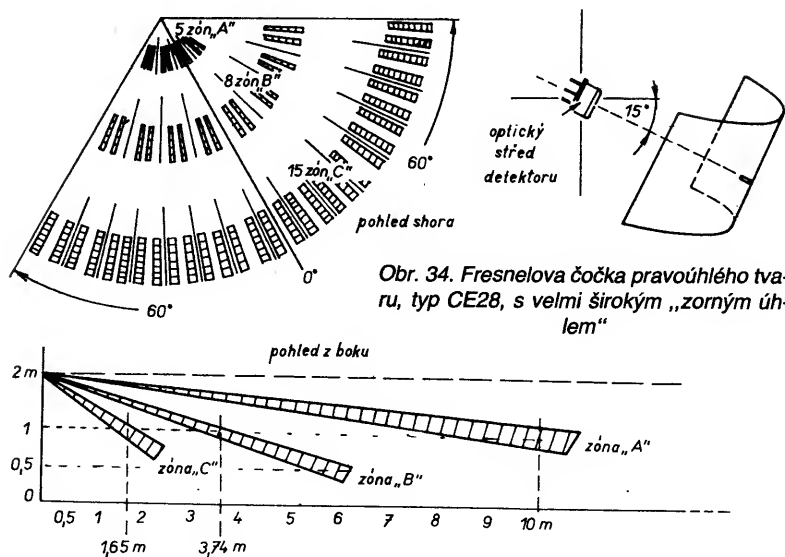




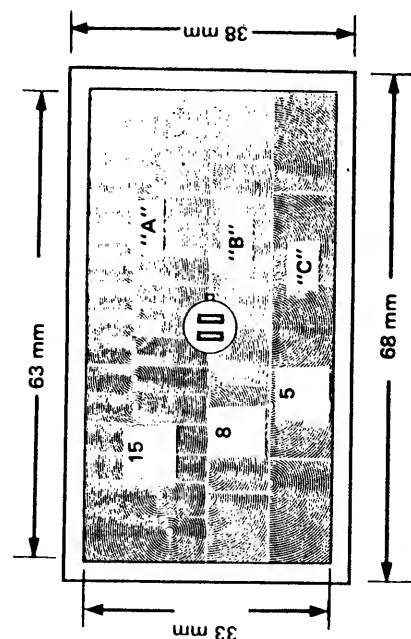
Obr. 32. Fresnelova čočka pravoúhlého tvaru, typ CE24, širokouhlá



Obr. 33. Fresnelova čočka pravoúhlého tvaru, „záclonová“, typ CE26 (cavity wall)



Obr. 34. Fresnelova čočka pravoúhlého tvaru, typ CE28, s velmi širokým „zorným úhlem“



Na obr. 33 je tzv. záclonová čočka, určená pro spolupráci s detektorem se dvěma měniči. Její ohnisková délka je opět 29,69 mm, což je též poloměr oblouku, do něhož je ji třeba stočit. Čočka se nazývá též „cavity wall“ a její obchodní označení je CE26. Její základní vlastnosti jsou zřejmé z obrázku.

Konečně na obr. 34 je čočka CE28, 28segmentová, zvláště širokoúhlá, jejíž pomocí lze získat 56 detekčních zón v „zorném úhlu“ 120°, použije-li se detektor, který má minimální „zorný úhel“ 120°. Stočená čočka má mít poloměr rovný ohniskové délce, tj. 30 mm. V ohnisku lze očekávat při změně teploty o 5 °C ve vzdálenosti 10 m mezi vrcholový signál 500 nW.

## Výstupní signál detektoru

Bez ohledu na to, používá-li se ke snímání změn infračerveného záření samotný detektor nebo detektor s Fresnelovou čočkou, vyvolávají změny polohy snímaného pohybujícího se předmětu (osoby) na výstupu detektoru signál, jemuž je současně přiřazen modulační signál určitého kmitočtu. Kmitočet modulačního signálu závisí především na vzdálenosti předmětu (osoby) od detektoru a na rychlosti jeho pohybu, při předřazené Fresnelové čočce i na její ohniskové vzdálenosti. Všeobecně lze uvést, že se kmitočet modulačního signálu pohybuje v mezích 0,7 až 10 Hz.

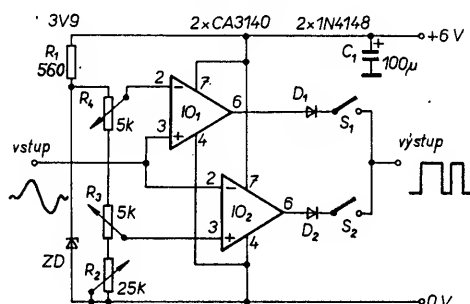
Tvar výstupního signálu detektoru závisí na umístění a počtu měničů (senzorů) v detektoru. Vliv modulačního signálu na tvar výstupního signálu spočívá v teplotní a elektrické časové konstantě detektoru. Tyto okolnosti mají za následek, že při zvyšujícím se modulačním kmitočtu mezi asi 0,2 až 5 Hz má výstupní signál detektoru trojúhelníkovitý tvar – typický průběh výstupního signálu pro detektory s jedním a dvěma měniči je na obr. 35. Přitom je lhostejné, pracuje-li detektor s čočkou či nikoli. V této souvislosti je třeba poznamenat, že např. v místnosti vznikají výstupní signály detektoru i třeba pohybem vzduchu – např. vždy, kdy se otevře okno nebo dveře; závisí na citlivosti a celkovém uspořádání „hlídacího“ zařízení.

Ukázalo se, že v praxi se nejsnadněji odliší užitečný signál od rušivých impul-

sů u detektoru s jedním senzorem. U detektorů se dvěma senzory se výstupní napětí často od základního tvaru napětí značně liší. Nejvíce se od základního tvaru výstupního signálu liší signály z detektoru, kterému byla předřazena některá z pravoúhlých mnohazónových Fresnelových čoček.

## Úpravy výstupního signálu detektoru

Za detektorem bývá obvykle zapojen některý z předzesilovačů, které jsme si popsali. Pro zpracování signálu z předzesilovače tak, aby byl všestranně použitelný, je třeba zesílený signál upravit, nejlépe samozřejmě na pravoúhlý tvar. K tomu jsou nejvhodnější komparátory, které srovnávají okamžitou velikost signálu s nějakým, předem zvoleným referenčním signálem – výstupní signál komparátorů má pak pouze dvě úrovně – velkou či malou. Nejvhodnější jsou komparátory v integrované formě, tj. buď IO, určené k činnosti přímo jako komparátory, nebo operační zesilova-



Obr. 36. Dvojitý komparátor s výstupním napětím jedné polarit

če. U operačních zesilovačů pak platí, že jejich výstup bude v kladné saturaci, bude-li napětí na neinverující vstupu větší než napětí na inverující vstupu a naopak. „Neurčitost“ mezi kladnou a zápornou saturací (podle převodní charakteristiky zesilovače s otevřenou smyčkou zpětné vazby) daná konečným zesílením konkrétního OZ je velmi malá, u běžných operačních zesilovačů, připadajících v úvahu pro uvedená zapojení, je menší než asi 1 mV.

Jako referenční napětí se obvykle volí určitá klidová úroveň napětí, která bude po přivedení signálu na vstup OZ překročena buď v „kladném“ nebo „záporném“ smyslu – podle požadavku na velikost výstupního napětí. Požaduje-li se, aby výstupní signál odpovídal polaritou vstupnímu signálu, zapojují se dva

OZ jako komparátory podle obr. 36, což je tzv. okénkový diskriminátor. Každý z obou OZ – komparátorů – má zvlášť nastavitelné referenční napětí. Výstupní napětí pak odpovídá kladnému saturacímu napětí vždy, je-li okamžité napětí vstupního signálu menší, popř. větší než referenčními napětími určená úroveň „okénka“.

Diody zapojené na výstupu tvoří hradlo NEBO (OR).

Zapojení na obr. 36 je vhodné pro nesymetrické napájecí napětí a lze je použít všude tam, kde je vyhodnocované vstupní napětí přeloženo (superponováno) přes nějaké stejnosměrné napětí.

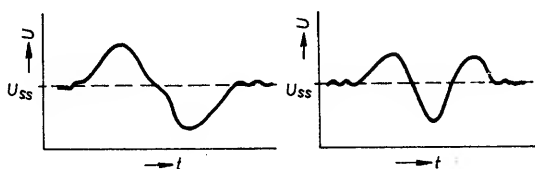
Popisovaný obvod byl již např. použit v zapojení na obr. 24. Protože na tomto obrázku se k navázání signálu na okénkový diskriminátor používá kondenzátor (tj. zpracováváný signál nemá stejnosměrnou složku), bylo by možné použít v tomto případě zapojení podle obr. 37 se symetrickým napájením.

Spínače na výstupu okénkového diskriminátoru slouží k tomu, aby měl pou-

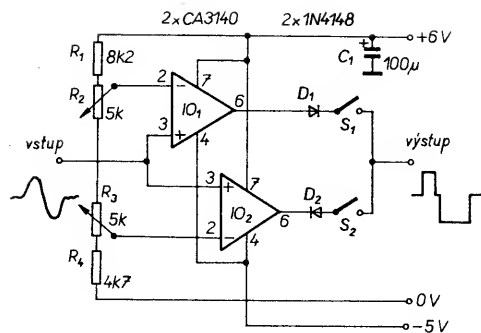
živatel možnost zvolit druh signálu na výstupu: buď signál, vzniklý po příchodu kladné půlvlny na vstup, nebo signál po příchodu záporné půlvlny, případně současně kladné i záporné výstupní impulsy, odpovídající průběhu vstupního signálu podle obr. 35. Tato možnost slouží k tomu, aby uživatel mohl používat zařízení tak, že výstupní impuls jedné polarit odpovídá vniku, druhé opuštění hlídaného prostoru. Polarita výstupních impulsů odpovídá přitom smyslu rozdílu teplot pohybujícího se předmětu a detektoru. Podle polarit impulsů lze tedy např. určit, pohybuje-li se ve sledovaném prostoru objekt s relativně vyšší nebo nižší teplotou, než je teplota prostředí hlídaného prostoru.

U okénkového diskriminátoru na obr. 37 odpovídá záporné části vstupního signálu záporný impuls na výstupu. Bude-li uživatel požadovat kladné výstupní impulsy, musí se vzájemně prohodit přívody ke vstupům IO<sub>2</sub> a obrátit polarita diody D<sub>2</sub>.

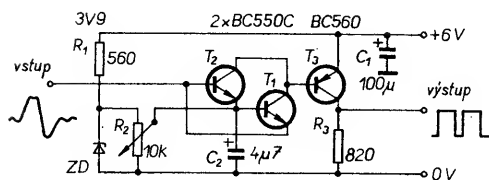
Ke konstrukci okénkových komparátorů lze ovšem použít i tranzistory, zapojené např. podle obr. 38. Pro správnou činnost tohoto zapojení je třeba zajistit, aby referenční napětí, nastavi-



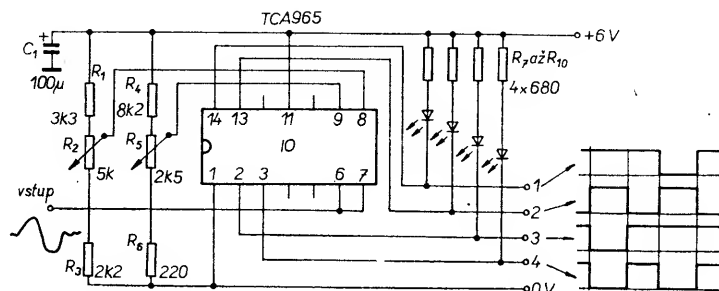
Obr. 35. Základní tvar výstupního signálu z detektoru s jedním senzorem (vlevo) a se dvěma senzory (vpravo)



Obr. 37. Dvojitý komparátor s bipolárním výstupním signálem



Obr. 38. Komparátor s pevnou šířkou okénka  $\pm 0,6$  V



Obr. 39. Základní zapojení s okénkovým komparátorem TCA965

telné potenciometrem  $R_2$ , bylo shodné se stejnosměrným napětím, na kterém je superponován vstupní signál z předzesilovače nebo detektoru. Mezní napětí „okénka“ odpovídá v tomto zapojení úbytku napětí na přechodech báze-emitor tranzistorů, tj. asi 0,6 V. Při realizaci zapojení je třeba dbát na to, aby nízkofrekvenční rušící a šumové signály, které jsou součástí užitečného vstupního signálu, nebyly větší, než uvedené úbytky napětí, v opačném případě by bylo zařízení spouštěno falešnými impulsy, tzn. že užitečný signál musí mít podstatně větší úroveň než jeho šumové a rušící složky.

Při kladných půlvlnách signálu z detektoru se otevře tranzistor  $T_2$ , při záporných tranzistor  $T_1$ . Ať se již otevře kterýkoli z tranzistorů  $T_1$  nebo  $T_2$ , vždy se otevře i tranzistor  $T_3$ .

K vyhodnocování mohou sloužit kromě dosud uváděných diskretních zapojení i zapojení s integrovanými obvody, např. s IO TCA965. TCA965 je typickým zástupcem integrovaných okénkových diskriminátorů, který obsahuje jak analogové vyhodnocovací stupně, tak příslušnou vyhodnocovací logiku.

Základní zapojení okénkového diskriminátoru TCA965 je na obr. 39. Střední napětí „okénka“ lze nastavit potenciometrem  $R_2$  mezi 0,1 až 1,3 V. Integrovaný obvod má čtyři výstupy:

- na vývodu 2 se objeví signál, je-li vstupní napětí větší než horní napětí „okénka“,
- na vývodu 3 se objeví signál, je-li vstupní napětí vně mezí napětí „okénka“,
- na vývodu 13 se objeví napětí, je-li vstupní napětí uvnitř mezí napětí „okénka“,
- na vývodu 14 se objeví signál, je-li vstupní napětí menší než spodní napětí „okénka“.

Šířka „okénka“ se nastavuje potenciometrem  $R_5$ .

Protože právě aktivované výstupy s otevřeným kolektorem mají úroveň L, je je třeba ošetřit rezistory (pull-up), které současně omezují i proud diodami LED. Každým ze čtyř výstupů na obr. 39 může protékat proud maximálně 50 mA.

## Identifikace signálů z detektoru

Pyroelektrické detektory mohou při změnách teploty nebo při různých elektrických rušeních dodávat na svém výstupu falešné signály. To vedlo ke konstrukci zapojení, která signály z detektoru vyhodnocují a identifikují užitečné signály. Taková zapojení jsou pak zárukou toho, že nevznikají falešné poplachy, že jsou zpracovávány pouze signály s typickými průběhy.

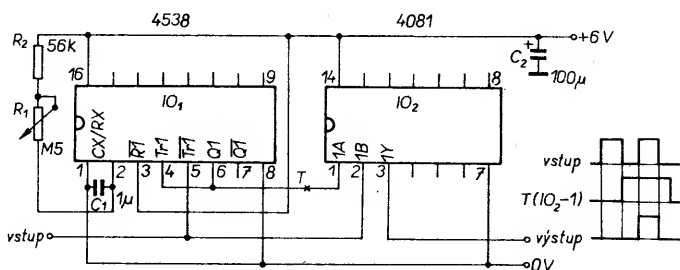
Řešení tohoto úkolu je zdánlivě celkem jednoduché – oba pravouhlé impulsy, odvozené – ze signálu na výstupu detektoru (obr. 35), jsou zpracovávány zapojením na obr. 40. Činnost zapojení

je založena na tom, že po příchodu jednoho impulsu musí vždy následovat další v určitém časovém úseku. Sestupná hrana prvního impulsu spíná monostabilní klopný obvod  $IO_1$ , takže na jeho výstupu se objeví impuls o délce  $\tau_T$ . Výstupní signál na vývodu 3  $IO_2$  k dalšímu použití se ovšem objeví pouze tehdy, přijde-li po prvním impulsu užitečného signálu během doby  $\tau_T$  další – oba impulsy se logicky vynásobí (AND) v  $IO_2$  a na výstupu se objeví signál – viz

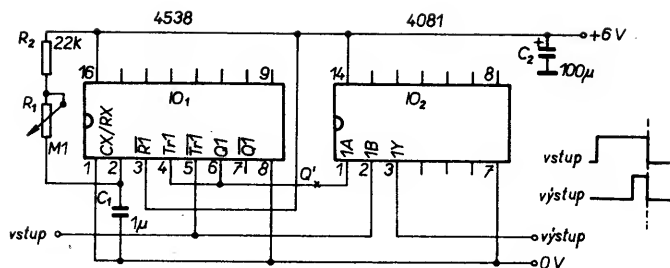
schematický graf vedle obrázku. V tomto zapojení se na výstupu 3  $IO_2$  nemůže nikdy objevit signál, je-li na vstupu pouze jeden (např. rušící) impuls.

Dobu  $\tau_T$  lze nastavit potenciometrem  $R_1$ ; řídí se podle vzdálenosti objektu od detektoru, podle rychlosti jeho pohybu a optických „poměrů“.

Na zcela jiném principu je založeno zapojení na obr. 41. Využívá toho, že rušící signály mají většinou charakter velmi krátkých impulsů. Výstupní signál na vývodu 3  $IO_2$  se v tomto případě objeví pouze tehdy, je-li impuls užitečného signálu delší, než impuls srovnávací. Doba tohoto porovnávání impulsu je nastavitelná volbou odporu rezistoru  $R_1$  a kapacity kondenzátoru  $C_1$  v mezích asi 20 až 120 ms. Referenční (porovnávací) signál musí doznít dříve, než se objeví druhý impuls užitečného signálu. Monostabilní klopný obvod se spouští náběžnou hranou prvního impulsu užitečného signálu ( $IO_1$ ). Pokud trvá porovnávací impuls (na výstupu Q' je během této doby úroveň L), není na výstupu hradla AND,  $IO_2$ , žádný signál. Teprve tehdy, objeví-li se na výstupu Q'



Obr. 40. Zapojení pro vyhodnocení dvojice impulsů (trvání impulsu  $t = (R_1 + R_2)C_1$ )



Obr. 41. Zapojení k potlačení krátkodobých rušících impulsů ( $t=20$  až  $120$  ms)

úroveň H, tzn. že skončil porovnávací impuls, bude při dalším vstupním impulsu užitečného signálu mít hradlo AND na výstupu impuls pro další zpracování.

Opět na jiném principu pracuje zapojení na obr. 42. V něm je  $IO_1$  zapojen jako čítač impulsů. Když tento obvod napočítá dva vstupní impulsy, následuje díky hradlu OR (NEBO) reset. Současně spouští sestupná hrana impulsu RESET monostabilní klopný obvod  $IO_2$ , který generuje jeden vybavovací impuls. Přejde-li na čítač impulsů  $IO_1$  pouze jeden rušící impuls, ten vybudí svou sestupnou hranou monostabilní klopný obvod  $IO_3$ . Ten po uplynutí doby  $\tau_v$ , která musí být delší než je doba trvání obou užitečných impulsů, svým impulsem vybudí druhý monostabilní klopný obvod v tomto integrovaném obvodu a vznikne resetovací impuls, který přes hradlo OR,  $IO_4$ , vynuluje vstupní čítač impulsů.

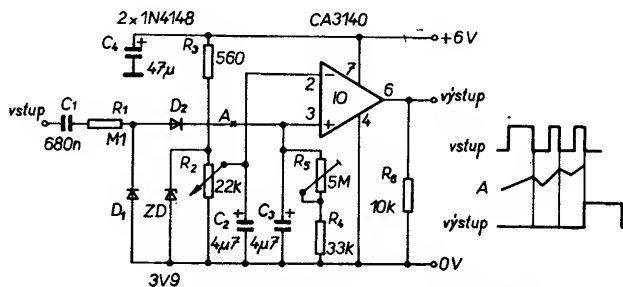
Především pro detektory, používající Fresnelovy čočky, je vhodné zapojení na obr. 43, nazývané „nábojová pumpa“. Dobře se však hodí i pro detektory s jedním dvojitým měničem.

Toto zapojení potřebuje větší počet vstupních pravoúhlých impulsů k tomu, aby se na výstupu objevil signál. Jak naznačuje jeho název, napětí na neinvertujícím vstupu komparátoru se příchodem jednotlivých vstupních impulsů zvětšuje díky „pumpování“ nábojů jednotlivých impulsů do kondenzátoru  $C_3$

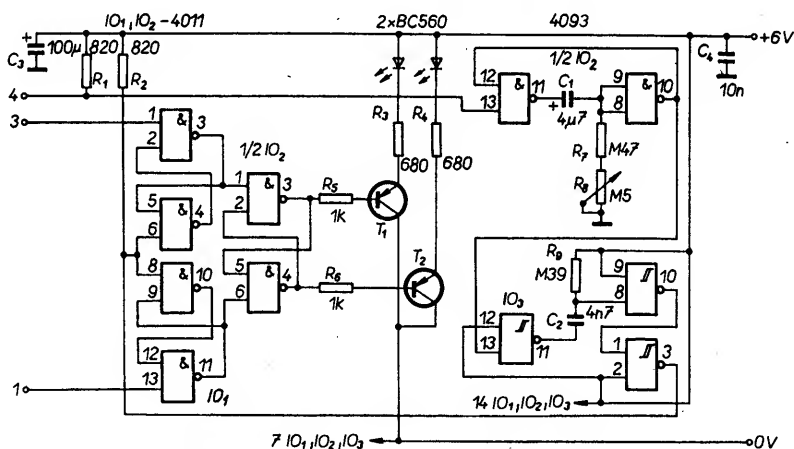
(populárně řečeno). Obvod je v klidu do té doby, než napětí na neinvertujícím vstupu převyší napětí na invertujícím vstupu (to lze nastavit potenciometrem  $R_2$ ). Po překročení prahu spínání se na výstupu komparátoru objeví úroveň H.

Další změna úrovně na výstupu komparátoru závisí na odporu rezistorů  $R_4$  a  $R_5$  a kapacitě kondenzátoru  $C_3$  – hodnoty těchto součástek mají vliv i na dobu „pumpování“ nábojů, tj. dobu, za níž bude na neinvertujícím vstupu  $IO$  napětí větší než na vstupu invertujícím. Činnost zapojení určuje samozřejmě také potenciometrem  $R_2$  nastavené referenční napětí.

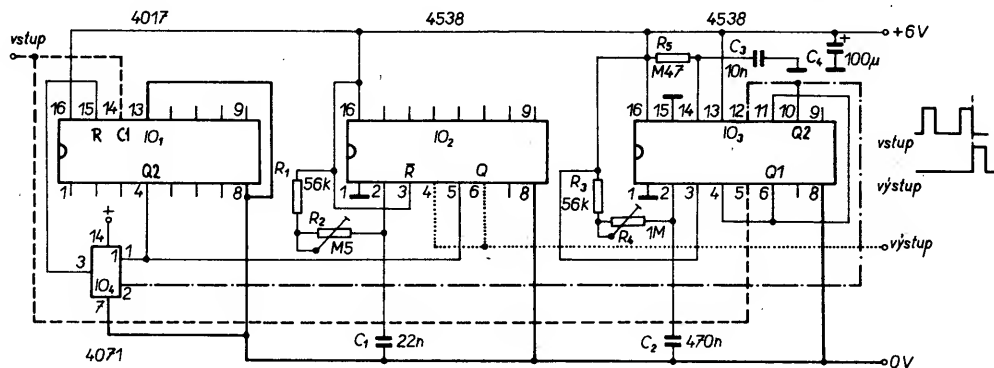
Jako doplněk k základnímu zapojení okénkového diskriminátoru na obr. 39 pracuje zapojení na obr. 44, jímž lze identifikovat, má-li sledovaný objekt vyšší nebo nižší teplotu než okolí. Zapojení se skládá z hradel NAND, které po příchodu první půlvinu signálu z detektoru druhou půlvinu potlačí. V tom okamžiku se rozsvítí jedna ze svítivých



Obr. 43. Komparátor s nábojovou „pumpou“



Obr. 44. Dodatkové zapojení k obvodu s okénkovým diskriminátorem TCA965 k vyhodnocení relativní teploty objektu



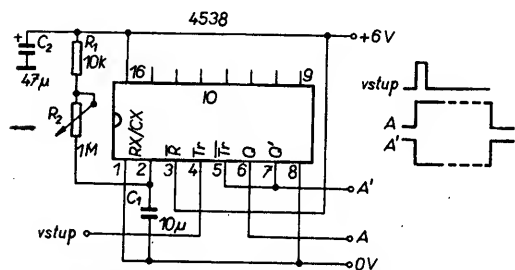
Obr. 42. Zapojení, u něhož je signál na výstupu pouze při dvojici impulsů na vstupu

diód, která tak ukazuje relativní teplotu objektu.

Po uplynutí určité doby, dané zapojením monostabilního klopného obvodu IO<sub>2</sub>, vyrobí IO<sub>3</sub> resetovací impuls, který „vymaže“ indikovanou informaci.

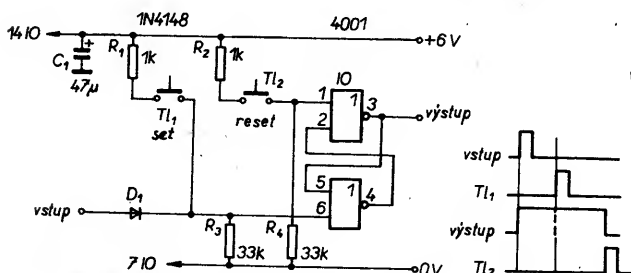
## Definování doby signálu

Velmi mnoho druhů elektronických časovačů (časových spínacích obvodů) pracuje na základě vybíjení náboje kondenzátoru. Příkladem zapojení může být časovací obvod na obr. 45, který budí při náběžné hraně signálového impulsu monostabilní klopný obvod. Díky extrémně malým vstupním proudům integrovaného obvodu MOS lze dosáhnout s článkem RC relativně přesných a reprodukovatelných spínacích časů, přitom jsou odpor rezistoru R a kapacita kondenzátoru C omezeny jen svodovými proudy. Má-li toto zapojení pracovat jako spínač po vybuzení, jako např. při postupném spínání světel, je třeba spojit vývody 3 a 5 integrovaného obvodu (popř. i 11 a 13) s kladným napájecím napětím, vývod 4 (popř. 12) zůstává vstupem.



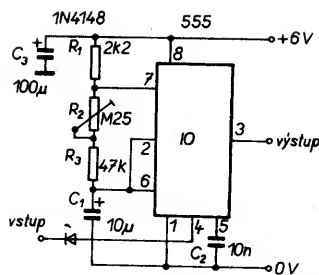
Obr. 45. Monostabilní klopný obvod s nastavitelným trváním výstupního impulsu

Jako spínač trvale sepnutý vstupním signálem pracuje zapojení na obr. 46, které je zkonstruováno ze dvou střídavě blokujících hradel NOR do tvaru klopného obvodu R-S. Současně s tlačítkem „reset“ se používá v zapojení i tlačítko „set“, takže lze dobu sepnutí řídit i ručně.



Obr. 46. Klopný obvod R-S s libovolně dlouhým trváním výstupního impulsu (spíná se signálem z detektoru, vypíná tlačítkem reset)

Na obr. 47 je říditelný generátor impulsů, využívající známého časovače 555. Takový obvod je možné použít vždy, má-li mít sled impulsů z nějakého



Obr. 47. Říditelný multivibrátor ke generování sérií výstupních impulsů

časovacího členu určitý kmitočet. Je-li na vstupu zapojení (vývod 4) signál o úrovni H, pracuje časovač s kmitočtem, nastavitelným potenciometrem R<sub>2</sub>. Na výstupu (vývod 3) je pak signál požadovaného kmitočtu.

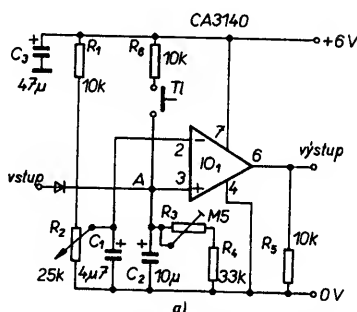
Časovací článek lze realizovat také s operačním zesilovačem, jako např. na obr. 48. Zapojení se podobá zapojení na obr. 43. Odpor mezi vstupem a bodem A, bez něhož by se kondenzátor nabil okamžitě, je dán výstupním odporem předchozího stupně. Také v tomto případě je třeba impuls určité délky na vstupu, aby se nabil kondenzátor C<sub>2</sub>. Kapacita tohoto kondenzátoru, odpor

ho obvodu (časovací obvod nebude v činnosti při dostatečném osvětlení).

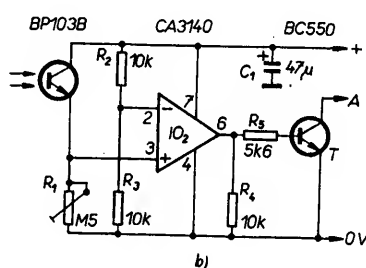
Zvláště dlouhé spínací časy poskytuje zapojení na obr. 49. V obvodu se doba periody multivibrátoru násobí čtyřmi pomocí digitálního čítače. Klopný obvod R-S ze dvou hradel NOR nejdříve nastartuje multivibrátor IO<sub>2</sub>. Získané impulsy, jejichž kmitočet závisí na odporu rezistoru R<sub>3</sub> a kapacitě kondenzátoru C<sub>1</sub>, taktují desítkový čítač IO<sub>3</sub>. Je-li jeden z výstupů čítače, zde Q8, spojen se vstupem reset, lze ovlivňovat přes právě zvolený výstup čítače délku celkové spínací doby. Impuls reset je veden i na bistabilní klopný obvod, takže ovládá i zastavení činnosti multivibrátoru. Chce-li uživatel získat přesně definované spínací doby, musí jako kondenzátor C<sub>1</sub> použít typ s co nejmenším svodovým proudem (fóliový), jehož kapacita je omezena pouze praktickými hledisky (rozměry). Rezistor R<sub>3</sub> může mít odpor v mezích 10 kΩ až 10 MΩ.

## Spínací stupně

Výstupní obvody dosud popsaných předzesilovačů, zesilovačů či tvarovačů signálu lze po elektrické stránce

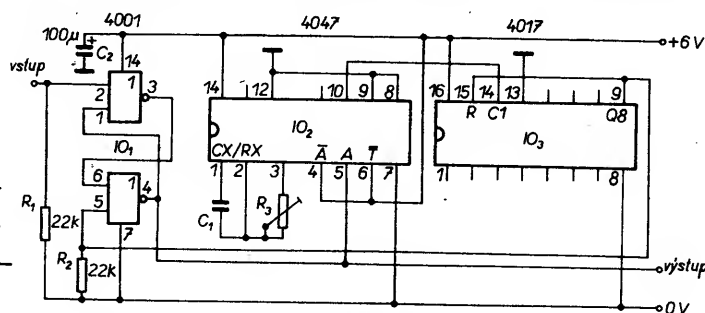


Obr. 48. Časovací obvod s dodatkovým obvodem k vyhodnocení okolního osvětlení (b)



rezistorů R<sub>3</sub> a R<sub>4</sub> a velikost referenčního napětí určují čas vybíjení (=doba sepnutí). K zapojení lze použít i dodatkový obvod s fototranzistorem, který zabezpečí, že zapojení bude reagovat na vnější podnět pouze ve tmě. Kompara-

zatěžovat jen relativně malým odběrem. K tomu, aby mohly být za uvedené obvody připojeny výkonové stupně, lze používat dále uvedené spínací stupně, které dovolují i elektrické oddělení zpracovávaného signálu od výkonových

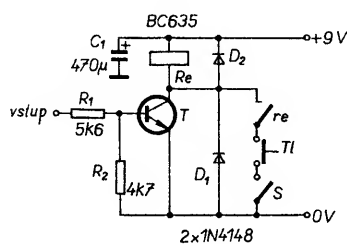


Obr. 49. Časovací obvod pro dlouhé spínací časy ( $t = 4,4R_3C_1$ )

tor IO<sub>2</sub>, jehož prahové napětí bude překročeno (nebude dosaženo) při osvětlení fototranzistoru, budí tranzistor T<sub>1</sub>, na jehož stavu závisí činnost časovací-

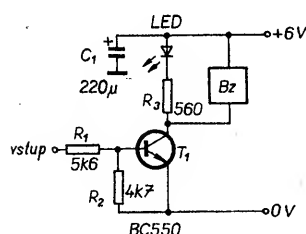
stupňů. To má výhodu především v tom, že odběr proudu výkonovým stupněm neovlivní velikost napájecího napětí a napěťové poměry ve všech stupních, v nichž je slabý vstupní signál zpracováván, je-li pro výkonový stupeň použit zvláštní, oddělený (obvykle síťový) zdroj. Oddělený zdroj pro výkonové stupně také nezanášá do signálových obvodů poruchy a rušivé impulsy, vznikající při spínání výkonových součástek.

Ke spínání výkonových obvodů se nejčastěji používá relé. Na obr. 50 je varianta se samopřidrzným relé. Kontakty relé je třeba dimenzovat podle proudu, který odebírá připojené výkonové zařízení („samopřidrzný“ režim – TI a S sepnuty, rozpojením S nebo TI se rozpojí relé Re, pokud je na vstupu úroveň L).



Obr. 50. Spínací stupeň se samopřidrzným relé

Téměř shodně je zapojen i spínací obvod pro piezokeramický bzučák na obr. 51, u něhož se k indikaci sepnutého stavu používá svítivá dioda.



Obr. 51. Spínací stupeň se svítivou diodou a piezoelektrickým bzučákem

Spínat výkonové zátěže, napájené ze sítě, lze i polovodičovými součástkami, např. tyristory a triaky. Na obr. 52 je alternativní zapojení k obr. 50, u něhož

se k oddělení zátěže (spínacího a výkonového obvodu) používá optoelektronický vazební člen. Zapojení je charakteristické velmi malým rušením při činnosti, je jednoduché a všestranně použitelné. Integrovaný obvod TDA1024 je speciálně určen ke spínání tyristorů a triků, jeho vnitřní synchronizační stupeň vyrábí při každém průchodu síťového napětí nulou jeden spouštěcí impuls, jehož délka závisí na odporu rezistoru  $R_8$ . Síťové napětí se na integrovaný obvod přivádí přes kondenzátor  $C_2$  a rezistor  $R_7$ , z tohoto napětí na vývodu 7 se odvozuje i napájecí napětí integrovaného obvodu.

Použitý triak TIC206 umožňuje při odpovídajícím chlazení spínat zátěže s proudem až 4 A.

## Kompletní poplachové zařízení

Není samozřejmě nutné zhotovovat jednotlivé díly podle uvedených schémat. Na trhu je i stavebnice, popř. hotový detektor infračerveného záření s již vestavěnou Fresnelovou čočkou v několika variantách. Jednu z nich si na závěr popíšeme.

Jde o infračervené pasivní čidlo s čítačem, osazené dvojítm pyrosenzorem, vyráběné firmou ENIKA, s.f., prodávané např. v GM-elektronic, pod označením CE-24. Čidlo je homologováno Federální policií.

### Z technických údajů:

Hlídaný prostor je sledován pomocí Fresnelových čoček, které jsou děleny na 11, 8 a 5 zón. Zaručený dosah je 12 m při „zorném úhlu“ 90°. Zařízení obsahuje obvod pro čítání impulsů, čímž je zajištěna odolnost proti falešným poplachům. Obvod lze i vyřadit z činnosti přestavením propojovací spojky.

Napájecí část je zabezpečena proti přepólování zdroje a umožňuje použít vnější napájecí napětí v rozsahu 9 až 18 V. Rozvod napájecího napětí je řešen se zvětšenou odolností proti síťovému rušení. Výstupní relé je zapojeno jako rozpínací, propojkou je však mož-

no změnit funkci na spínací. Kontakty relé jsou odděleny od ostatních obvodů čidla galvanicky. V sérii s kontakty relé je zapojen rezistor asi 50  $\Omega$ . Kontakty relé jsou dimenzovány na napětí až 100 V, pro proud až 500 mA (10 W). Jako optický výstup, indikující poplach, je zapojena svítivá dioda. Také tuto diodu lze vyřadit z funkce nastavením propojky.

Pro zjištění nežádoucího otevření pouzdra čidla je na desce s plošnými spoji uvnitř pouzdra instalován tzv. sabotážní spínač (TAMPER). Kontakty tohoto spínače jsou při uzavřeném víku čidla sepnuty a jsou i vyvedeny na dvě samostatné svorky.

Spotřeba čidla je asi 1,3 mA v klidu, 5 mA při poplachu. Doba ustálení po zapnutí je asi 20 sekund, časová konstanta obvodu čítání je 10 s. Jako optimální se doporučuje výška čidla nad zemí 2 až 3 m.

Čidlo je konstrukčně přizpůsobeno pro montáž na zeď, do rohu a pro boční uchycení, přičemž vždy je zajištěn doporučený sklon 14°. K připojení přívodních vodičů jsou použity šroubky.

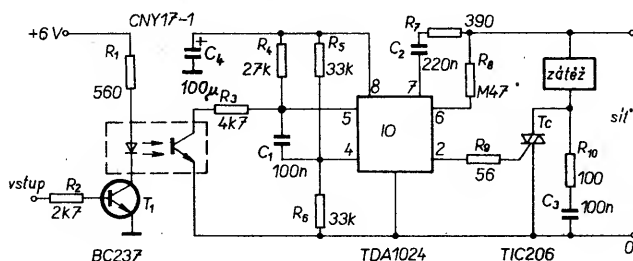
V návodu, dodávaném k čidlu, je i graf závislosti dosahu na vzdálenosti čidla a zjišťovaného objektu při doporučené výšce čidla nad zemí.

Při konstrukci poplachového zařízení bylo rozhodnuto použít signál z čidla k buzení sirény typu Kojak (vnější vzhled a vnitřní uspořádání čidla je na obr. 53, schéma zapojení zdroje na obr. 54, schéma zapojení sirény na obr. 55). Protože siréna tohoto typu odebírá proud (podle impedance reproduktoru) až kolem 1 A, byl výkonový tranzistor sirény umístěn na chladič. Napájecí napětí pro čidlo i pro sirénu bylo zvoleno 12 V. Aby se čidlo a siréna vzájemně neovlivňovaly, byl použit zdroj s transformátorem se dvěma vinutími 9 V, jedno vinutí pro proud 1,5 A a druhé pro proud asi 150 mA. Jako reproduktor byl zvolen typ 8  $\Omega$ /25 W.

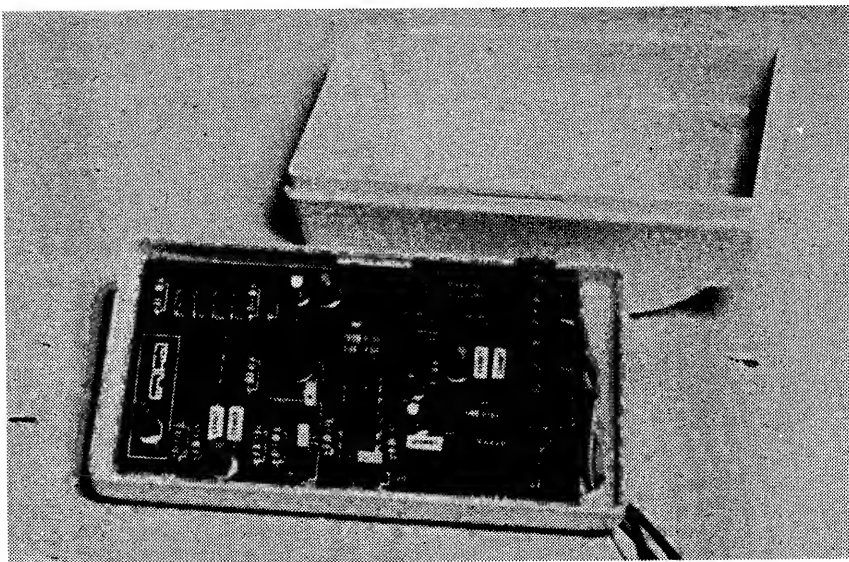
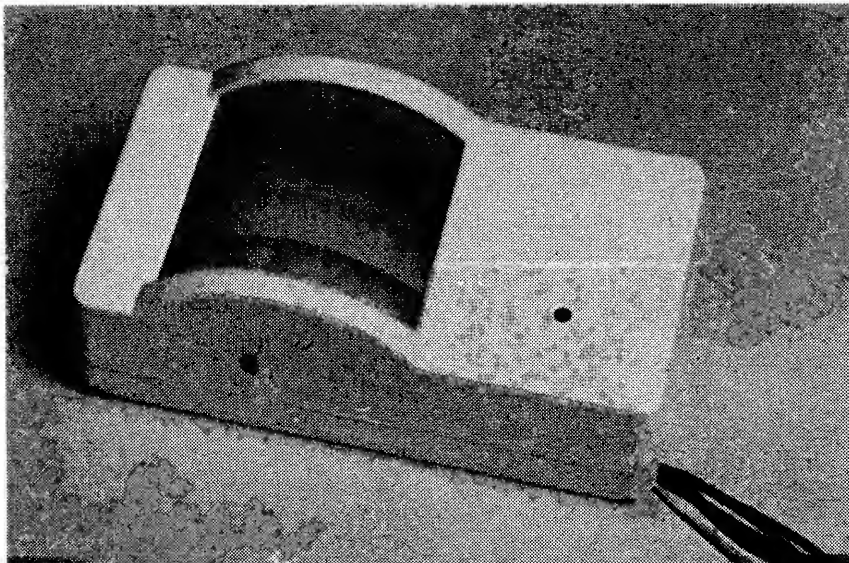
Kontaktem relé čidla se spíná přívod napájecího napětí do relé LUN 2621.10 (10,6 až 14,4 V) s činným odporem cívky při 20 °C asi 240  $\Omega$ , které má dva přepínací svazky, jmenovitě údaje jednoho kontaktu jsou: max. střídavé napětí 60 V, maximální přenášený výkon 30 VA/30 W, maximální proud pro uvedený výkon je 1 A, zaručený počet sepnutí je min. 10<sup>6</sup>. Další údaje relé jsou uvedeny v návodu k použití relé.

Kontakty relé LUN pak spínají přívod napájecího napětí pro sirénu. Tak je vlastně dvojité oddělení sirény od obvodů čidla a nijak je neovlivňuje.

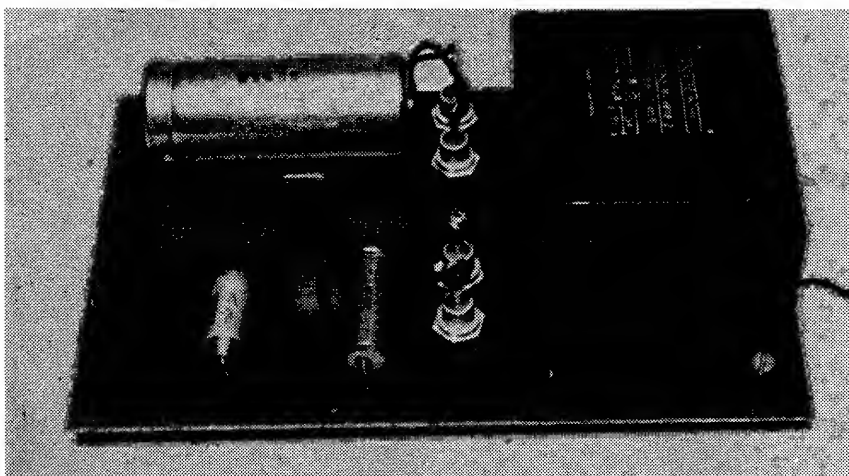
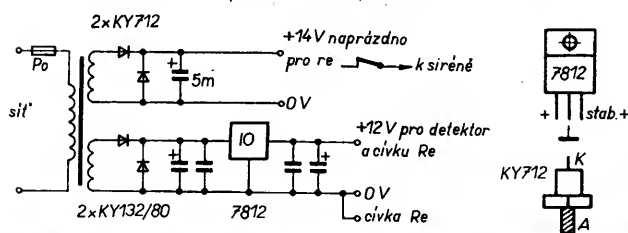
Celé poplachové zařízení po propojení jednotlivých dílů pracovalo bez jakýchkoli problémů na první zapojení. Siréna zazní vždy po dobu, po níž je nežádoucí objekt v oblasti „zorného



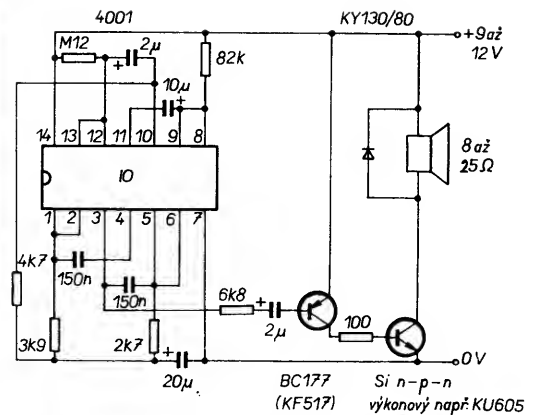
Obr. 52. Spínací stupeň pro triak jako výkonový spínač síťových poplašných či jiných zařízení, oddělený optoelektronickým členem



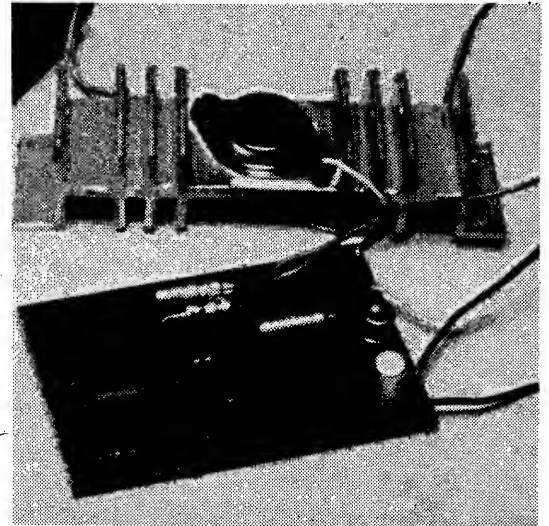
Obr. 53. Čidlo s pyroelektrickým detektorem, typ CE-24



Obr. 54. Zdroj pro poplachové zařízení



Obr. 55. Zapojení a provedení sirény



úhlu" čidla. Dobu její činnosti by bylo možné prodloužit při použití zapojení na obr. 23. Způsob vypnutí poplachu lze volit podle použití.

Redakce děkuje za zapůjčení vzorků výrobků a dokumentace k výrobkům japonské firmy Nippon Ceramic Co. firmě L. B. Elektronik, P. B. 16, 509 01 Nová Paka, tel. (0434) 2275, která distribuuje tyto výrobky do ČSFR.

#### Literatura

Firemní literatura Nippon Ceramic Co.  
Firemní literatura Heimann GmbH, Wiesbaden.  
Laborblätter: Pyroelektrische Detektoren. ELRAD č. 3 a 4/91.  
— : Zajímavá a praktická zapojení. AR B2/89.  
Practical Electronics, srpen 1988.

Všechny součástky, uvedené v tomto článku si můžete objednat (za cenu s daní) u firmy AGB-elektro, Palackého 202, 756 61 Rožnov p. R.

# ELEKTRONICKÁ KUCHARKA

Dr. Ladislav Kubát

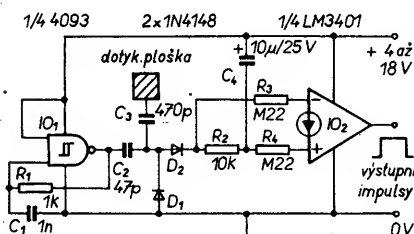
II

(Dokončení)

Kondenzátor  $C_1$  je tantalový typ s malým svodem. Diody je třeba zvolit tak, aby se při sepnutí relé choval obvod stabilně. Pro vyzkoušení obvodu je třeba odpojit bod B od kontaktu relé, připojit ho k potenciometru zapojenému mezi +12 V a 0 V a zjistit, jaké napětí je třeba pro vypnutí relé. Při zvětšování napětí v bodě B musí být  $T_1$  sepnut, při zmenšování napětí se  $T_1$  rozpojí. Správně by měl zůstat  $T_1$  sepnutý i při konstantním napětí. Pokud tomu tak není, lze „přehodit“ diody do vstupů nebo si pomoci obvodem pro nastavení napěťové nesymetrie.

## Dotykový spínač pro velký rozsah napětí

Většina kapacitních dotykových spínačů používá komparátor, což při změně napájecího napětí vyžaduje nově nastavit referenční vstup. Popsaný obvod vyvinutý pro zařízení pro návrh logických obvodů pracuje v celém rozsahu napájecího napětí pro obvody CMOS od 4 do 18 V (dolní mez určuje operační zesilovač, horní mez povolené napětí obvodů CMOS).



Obr. 59. Dotykový spínač

Výstupní signál astabilního klopného obvodu  $IO_1$  (viz obr. 59) s  $R_1$  a  $C_1$  se přivádí na kapacitní dělič  $C_2$ ,  $C_3$ , usměrňuje se a přivádí na vstupy kondenzátoru s Nortonovým operačním zesilovačem. Rezistor  $R_2$  způsobí, že proud neinvertním vstupem je o málo menší, než proud invertujícím vstupem, výstup je tedy v klidovém stavu v nule. Při dotyku na destičku čidla je vznikající pokles napětí předáván na dva vstupy. V případě neinvertního vstupu je však zpožděn kombinací  $R_2$  a  $C_4$ . Úroveň na invertujícím vstupu se na okamžik dostane pod úroveň na neinvertním vstupu, na výstupu  $IO_2$  je generován krátký kladný impuls. Nortonův zesilovač se překlápí v rozsahu celého napájecího napětí, výsledný impuls je čistý, bez zámkitů a může být použit jako spouštěcí impuls pro monostabilní klopný obvod

nebo může být přiveden na Schmittův klopný obvod pro tvarování, případně může být použit pro jiné řídicí funkce.

Na místě obvodu  $IO_2$  může být použit i obvod LM3900. Protože oba zesilovače i Schmittovy klopné obvody se vyrábějí ve čtveřicích v jednom pouzdře, je obvod ideální pro sady vždy po čtyřech spínačích.

## Levný univerzální časový spínač

Tento obvod byl původně navržen jako časovač pro řízení zavlažovacích systémů, zvláště systémů vyžadujících časté zapínání na krátkou dobu. Ukázalo se, že je levný, snadno reprodukovatelný a spolehlivý. Ukázalo se též, že je velmi vhodný i pro aplikace s delšími časy, jako je každodenní zapínání a vypínání světla, zavlažování venkovních záhonů dvakrát za týden, atd.

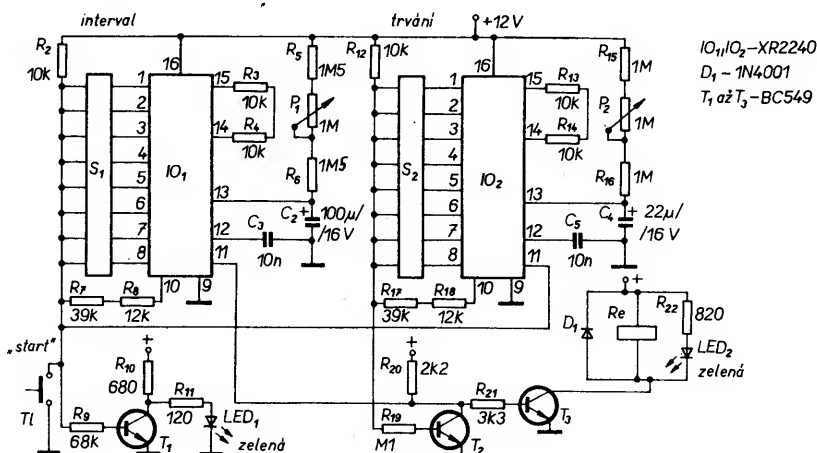
Schéma zapojení je na obr. 60, jako základ byl použit programovatelný časovač/čítač XR2240. Je to vlastně obvod typu 555 s výstupem, připojeným na binární čítač. Z něj je k dispozici osm výstupů, jejichž stav se mění s každým impulsem z obvodu 555 podle binární posloupnosti. Perioda časování se nastavuje obvodem  $RC$  na vývodu 13 obvodu XR2240. Čítač je zapojen v uspořádání „wire or“ (zde montážní součin) s použitím spínače DIL ( $S_1$ ,  $S_2$ ). Když výstup čítače odpovídá nastavení spínače, pak jeho vývod 10 přechází do stavu H a čítání je zablokováno až do příštího spouštěcího impulsu.

Tento časový spínač používá dva obvody uvedeného typu, jeden pro měření intervalu, druhý pro dobu zapnutí. Činnost obvodu se aktivuje stisknutím mžikového tlačítka  $T_1$ , čímž se přivede impuls na vývod 11 obvodu  $IO_2$ . Jeho závěrná hrana spouští  $IO$ . Vývod 10 přechází do L a uzavře tranzistor  $T_2$ , tím

se jeho kolektorové napětí zvětší na velikost blízkou kladnému napájecímu napětí, otevře se  $T_3$  a relé sepne. Impuls se projeví také jako vzestupná hrana na vývodu 11 obvodu  $IO_1$  a spustí jej. Funkce obvodu  $IO_1$  je nyní stejná jako  $IO_2$ . Kladná hrana napětí na vývodu 11 zahájí čítání, vývod 10 přejde do L, zavře  $T_1$  a rozsvítí  $LED_2$ . Zpočátku přenechá také pokles napětí na vývod 11 obvodu  $IO_2$  a tedy resetuje jeho spouštěcí obvody. oba čítače počítají současně, nikoli však stejnou rychlostí. Obvod  $IO_2$  (časovač doby zapnutí) dosahuje stavu vypnutí daleko dříve, než intervalový časovač ( $IO_1$ ). Když k tomu dojde, vývod 10 obvodu  $IO_2$  přejde do stavu H a tím vypne relé. Obvod dále čeká, až obvod  $IO_1$  dokončí čítání. Tím se určuje interval, tedy mezera mezi stavy zapnutí. Po jejím skončení se rychle zvětší napětí na vývodu 10 a tím i na vývodu 11 obvodu  $IO_2$ . To vyvolá přesně stejný účinek, jako původní startovní impuls. Celá sekvence se opakuje.

Časování obou obvodů se nastavuje kombinací časové konstanty obvodu  $RC$  na vývodu 13 a nastavením spínačů DIL ( $S_1$ ,  $S_2$ ). Časová konstanta  $RC$  podléhá omezením, protože  $R$  má být mezi 1 k $\Omega$  a 1 M $\Omega$  a  $C$  v rozsahu 7 nF až 1000  $\mu$ F. Vývod 1 mění stavy podle základního kmitočtu, vývod 2 poloviční rychlostí a tak dále. Při osmi výstupech je možné dosáhnout přesných intervalů až 255krát delších, než je  $RC$ . To dává mez doby časování přibližně kolem 70 hodin. Přepínač, kterým je možné časovač vyřadit z funkce a přímo zapnout ovládané zařízení, musí být dostatečně dimenzován a celou síťovou část je třeba konstruovat s dodržением bezpečnostních předpisů!

Po dokončení zapojování nejprve zkontrolujte zdroj 12 V. Pak přepněte oba přepínače DIL do polohy 1, připravte si stopky a zapněte přístroj. Má svítit jen červená  $LED_1$  (indikuje přítomnost napájecího napětí). Pokud



Obr. 60. Časový spínač

by náhodně došlo ke spuštění některého z čítačů (svítí některá zelená LED), vypněte přístroj a zapněte znovu. Pak stiskněte tlačítko „start“ a začnete měřit po jeho uvolnění čas. Měřená doba probíhá do zhasnutí diody LED<sub>3</sub>. Nastavte P<sub>2</sub> a opakujte měření, dokud nedosáhnete požadované doby trvání.

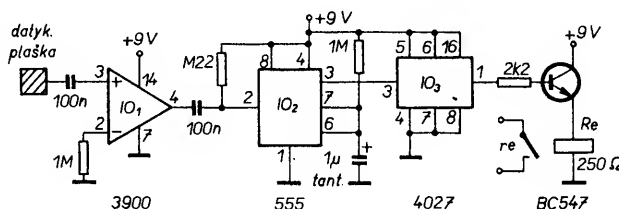
Výše uvedený postup se pak opakuje pro nastavení délky intervalu potenciometrem P<sub>1</sub> a měřením doby mezi uvolněním startovacího tlačítka a druhým rozsvícením LED<sub>3</sub>. Když je časový spínač určen pouze pro stálý režim, je jej možné zjednodušit tím, že není nutné použít nastavovací prvky.

## Dotykový spínač a vypínač

Tento obvod je možné používat pro zapínání a vypínání osvětlení, elektrického motoru, rozhlasového přijímače nebo jiných elektrických zařízení.

Schéma zapojení na obr. 61 ukazuje použitý princip. Nortonův zesilovač 3900 (bez zpětné vazby) (jeden ze čtveřice v pouzdru) zesiluje rozptylové brumové napětí snímané z těla, spouští obvod 555, jehož výstup budí obvod 4027. Jeho výstup je přidržen ve stavu H a tranzistor sepne relé, jehož kontakty spínají zátěž.

Obr. 61. Dotykový spínač i vypínač



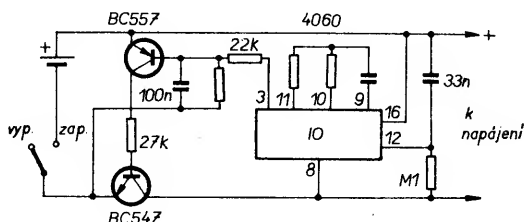
Napájecí napětí je poměrně málo kritické, vyhoví v rozmezí 5 až 12 V. Je ovšem důležité, aby použitému napětí zdroje odpovídala cívka použitého relé.

Popsaný obvod může být citlivý na bouřkové vlivy – používaná dotyková ploška by proto měla být malá.

## Obvod pro úsporu baterií

Tento obvod automaticky přeruší napájecí napětí pro určité zařízení (baterie), když toto zařízení náhodou zapomeneme vypnout.

Schéma zapojení je na obr. 62. Obvod 4060 je oscilátor a čítač, určující, jak dlouho bude napájecí napětí dodáváno. Součástky, uvedené ve schématu, určují kmitočet oscilátoru kolem 30 Hz, čítač má poměr dělení 16 384, což vede ke zpoždění kolem devíti minut. Výstup posledního stupně čítače 4060 (vývod 3) na konci čítání přejde do stavu H a tím zablokuje tranzistor BC557 a BC547. Z baterie je pak odebírán nepatrný proud. Po vypnutí napájení tímto obvodem stačí pro obnovení funkce vypnutého přístroje vypnout a opět zapnout spínač napájení.



Obr. 62. Úspora baterie

## Osm stop na jednostopém osciloskopu

Tento jednoduchý a levný obvod je možné použít pro zobrazení až osmi stop na jednomkanálovém osciloskopu. I když je „kapacita“ takového jednoduchého obvodu omezena, bude to vhodný doplněk domácí dílny. Popsaný obvod má kmitočtovou charakteristiku (ss) až 100 kHz, citlivost osciloskopu by měla být asi 0,5 V na dílek (nejlépe vstup se ss vazbou).

Schéma zapojení je na obr. 63. Obvod IO<sub>1</sub> tvoří hodinový oscilátor; přepínačem P<sub>1</sub> se volí přerušované nebo střídavé zobrazení. P<sub>1</sub> dovoluje nastavit přerušovací kmitočet v rozsahu 10 až 30 kHz nebo 200 až 700 Hz, podle polohy přepínače P<sub>1</sub>. Čítač IO<sub>2</sub> řídí dva analogové multiplexery IO<sub>3</sub> a IO<sub>4</sub>. Použitím přepínače P<sub>2</sub> může být zvolena jedna, dvě, čtyři nebo osm stop tím, že se přivede jeden z výstupů čítače na nulovací vstup po dosažení požadované délky čítání. Analogové vstupy IO<sub>3</sub> jsou připojeny k děliči napětí R<sub>3</sub> až R<sub>9</sub> a výstup je připojen přes rezistor R<sub>10</sub> a P<sub>2</sub> k invertujícímu vstupu IO<sub>5</sub>. To dovoluje nastavit napětí offsetu operačního zesilovače v širokém rozsahu. Poloha stop se mění

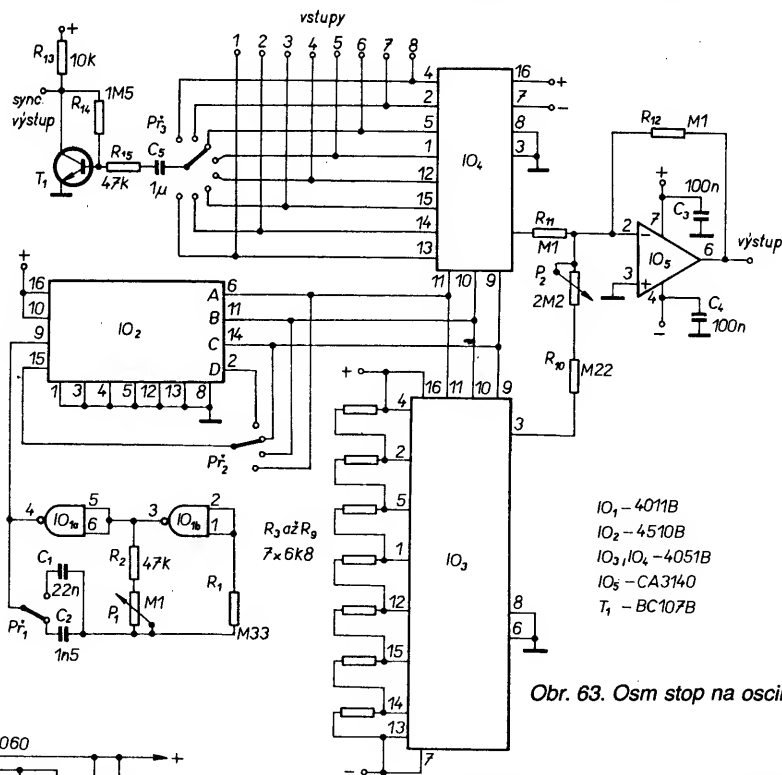
podle nastavení offsetu, nemá to však vliv na zesílení operačního zesilovače. P<sub>2</sub> dovoluje nastavit offset mezi horní a dolní stopou od ±0,3 do ±3 V, to znamená, že potenciometer P<sub>2</sub> je určen pro nastavení jejich polohy. Vstupy osmi kanálů jsou připojeny na analogové vstupy IO<sub>4</sub>.

Obvod kolem T<sub>1</sub> a P<sub>1</sub> umožňuje vnější synchronizaci osciloskopu ze zvolené stopy. Použití tohoto obvodu není nezbytné, často však umožní dosáhnout lepšího zobrazení. Celý obvod je navržen pro napájení ze zdroje ±6 V a použití obvodů IO<sub>3</sub> a IO<sub>4</sub> znamená, že se nikdy nesmí překročit napájení ±7,5V.

Proč je obvod IO<sub>5</sub> zapojen v invertujícím režimu, když by v neinvertujícím režimu bylo možné dosáhnout lepších výsledků? Použití uvedené metody nastavení offsetu by u neinvertujícího zesilovače s malým zesílením vedlo k ovlivnění zesílení. Nepoužité vstupy by neměly zůstat nepřipojeny, jinak se na stopách objeví zářezy. Měly by proto být připojeny k „zemi“ invertujícího zesilovače.

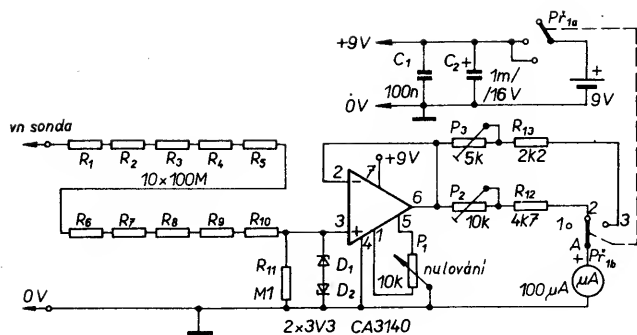
## Voltmetr vysokého napětí

Tento jednoduchý obvod umožňuje měřit stejnosměrné napětí ve dvou rozsazích: 0 až 5 kV a 0 až 10 kV. Schéma zapojení obvodu je na obr. 64. Jako zesilovač pro měřidlo se používá operační zesilovač s velkou vstupní impedancí, který budí ručkové měřidlo 100 μA, kalibrované pro čtení měřeného napětí na stupnici 0 až 5 a 0 až 10 kV. Vstupní dělič používá rezistor 1000 MΩ, sestavený z deseti rezistorů 100 MΩ, nebo vn sondy 1000 MΩ a rezistor 100 kΩ. Rezistory by



Obr. 63. Osm stop na osciloskopu

měly být typy s přesností nejméně 5 %, přednostně 2 %. Jako měřidlo je vhodný ručkový přístroj s otočnou cívku třídy 2 nebo 2,5, což by umožnilo přesnost při plné



Obr. 64. Vn voltmetr

výchylce 2 % nebo 2,5 % (proto nemusí být přesnější ani odporový dělič). Dvě Zenerovy diody na vstupu zajišťují ochranu operačního zesilovače proti přepětí.

Kalibrace je jednoduchá. Při zkratovaném vstupu se nastaví potenciometr  $P_1$  na nulovou výchylku ručky měřidla. Pro kalibraci rozsahu 10 kV se přepínač  $P_1$  přepne do polohy 2, pak se na rezistor  $R_{11}$  připojí napětí 1,00 V, a trimr  $P_2$  se nastaví tak, aby ručka měřidla měla plnou výchylku. Pro rozsah 5 kV se přepínač  $P_1$  přepne do polohy 3, pak se na rezistor  $R_{11}$  přivede 0,50 V a trimr  $P_3$  se nastaví na plnou výchylku ručky měřidla. Rezistory  $R_1$  až  $R_{10}$  musí být sestaveny do řetězce, vloženy do plastické hadičky (která se teplem smršťuje), aby se zabránilo přeskokům a srážení mezi jejich vývody při maximálním napětí. S ohledem na napětové dimenzování použijeme rezistory pro zatížení 0,5 nebo 1 W.

Obr. 22 až 64 převzaty z publikace *ELECTRONICS TODAY'S CIRCUITS 1985*.

## Elektronický hlídací pes

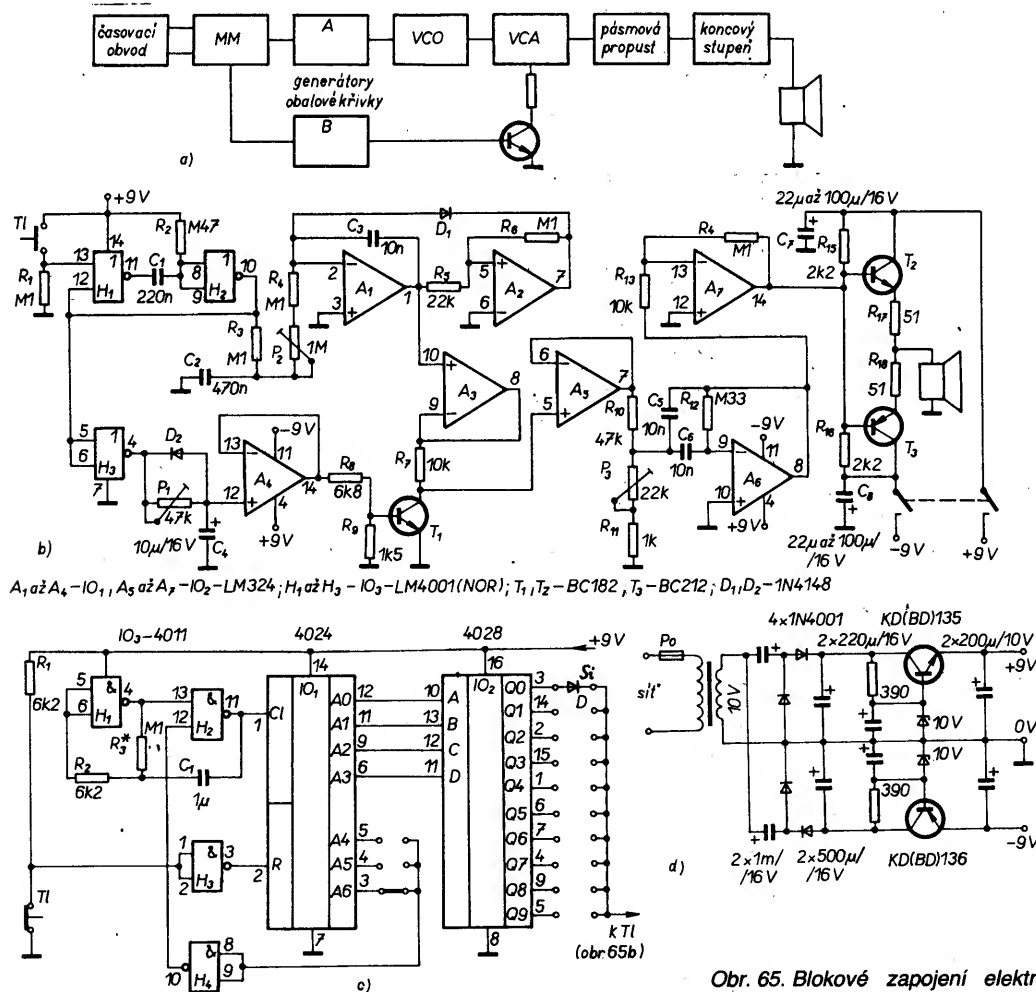
Pes, který nepotřebuje ranní a večerní procházky, nejí, nepije, nedělá loužičky – tedy ideální pes. Když někdo zazvoní, několikrát zaštěká, oznamuje, že v bytě je pes. Ale když nezaný návštěvník vylomí dveře, bohužel neumí zaútočit, zloděje nepokouše, protože je elektronický. Umí jen štěkat, ale někdy i to postačuje.

Celé zařízení se skládá ze síťového zdroje (baterie v pohotovostním stavu by dlouho nevydržely)  $2 \times 9$  V asi na 150 mA a zvláštního časovacího obvodu, který po zazvonění několikrát sepne generátor, čímž se imituje štěkání psa.

Blokové schéma celého zařízení je na obr. 65a. Po přepnutí monostabilního multivibrátoru (MM) začíná tvorba zvuků. Štěkot trvá po dobu uměrou šířce impulsu. Generátor A integruje impuls a tím řídí VCO – napětím řízený oscilátor, na jeho výstupu je připojen VCA – napětím řízený zesilovač, který je ovládán i generátorem B. Mezi VCA a koncový stupeň je zařazen aktivní filtr, kterým se nastavuje barva zvuku „štěkotu“ psa.

Zapojení obvodu, imitujícího štěkot, je na obr. 65b. Hradla  $H_1$  a  $H_2$  (NOR) tvoří monostabilní multivibrátor, kde časovou konstantu určuje člen  $R_2 C_1$ . Integrační člen  $R_3 C_2$  vytváří obalovou křivku a pomocí  $P_2$  ji převádíme na VCO ( $A_1$ ,  $A_2$ ). Trimr  $P_2$  reguluje převod VCO, který vyrábí záporné pilovité kmity pomocí  $D_1$  a  $A_2$ . Integrátor převodníku napětí/kmitočet (VCO) tvoří  $A_1$ ,  $C_2$  a  $P_2$  +  $R_4$ . Komparátor tvoří  $A_2$ ,  $R_5$ ,  $R_6$ . Rychlé vybití  $C_3$  probíhá přes  $D_1$ . Z výstupu  $A_1$  se signál dostává na  $A_3$  a  $T_1$ , který tvoří VCA. Rezistor  $R_7$  a  $T_1$  tvoří elektronický potenciometr  $A_3$  je oddělovač – sledovač. Výstup hradla  $H_3$  v klidovém stavu je na úrovni H a tak se  $C_4$  přes  $P_1$  nabije na +5 V. Při přepnutí monostabilního obvodu výstup  $H_3$  přejde do stavu L a  $C_4$  se přes  $D_2$  vybití a podle nastavení  $P_1$  se znovu nabije. Napětí na  $C_4$  přes  $A_4$  otevírá  $T_1$ . Zmenšení jeho kolektorového napětí odpovídá amplitudové regulaci.

Zesilovač  $A_5$  slouží opět jako oddělovač zesilovač. Základní hlasitost lze upravit pomocí  $P_3$ . Zesilovač  $A_6$  se svou operační sítí



Obr. 65. Blokové zapojení elektronického psa (a), generátor štěkotu psa (b), časovací obvod (c), zdroj  $\pm 9$  V (d), deska s plošnými spoji pro generátor štěkotu (e) a deska s plošnými spoji pro časovací obvod (f)

tvorí pásmovou propust. Koncový zesilovač tvoří tranzistory  $T_2$  a  $T_3$ . Použijeme reproduktor s co největším průměrem, aby byly dobře vyzařovány nízké kmitočty.

Místo časovacího obvodu by stačilo i obyčejné tlačítko, ale „pes“ by vydal při jeho zmáčknutí jen jeden štek. Proto je použit obvod podle obr. 65c, který na spouštěcí impuls tlačítka  $T_1$  reaguje. Hradla  $H_1$  a  $H_2$  kmitají v závislosti na volbě  $C_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ . Kmitý přivádíme na  $IO_1$ , který počítá. Hradlo  $H_3$  je připojeno na startovací tlačítko,  $IO_1$  na výstupy má stav L. Impulsy jsou počítány tak dlouho, dokud výstupy  $A_4$ ,  $A_5$ ,  $A_6$ , spojené s hradlem  $H_4$ , se nedostanou do stavu H – tím je generátor zastaven. Výstupy A0 až A3 sedmistupňového čítače vedeme na dekadický dekodér BCD, jeho výstupy Q0 až Q9 se postupně dostávají na úroveň H. Tyto impulsy pak spouštějí obvod „štěkání“. Výstupů je deset, ale jen jeden, který nám vyhovuje, vedeme přes diodu ke spínání štekotu. Ve vzorku nejlépe vyhovovalo připojení vstupů  $H_4$  na A6 a výstup  $IO_2$  na Q0, jak je nakresleno na obr. 65c.

Ve vzorku bylo zařízení uspořádáno na třech deskách s plošnými spoji:

zdroj – deska s plošnými spoji závisí na použitém transformátoru a ostatních součástkách (obr. 65d) – na vstupech jsou zdvojovače napětí,

obvod zvukového generátoru – obrazec plošných spojů podle obr. 65e, časovací obvod – obrazec plošných spojů podle obr. 65f.

Napětí z domovního zvonkového transformátoru usměrníme jednou diodou a kondenzátorem, který spíná vhodné relé, jeho spínací kontakty nahradí tlačítko pro nastartování zařízení. Když „psa“ nepotřebujeme, zvonkový transformátor přepneme na normální provoz.

*Hobby Elektronika 2/1991*

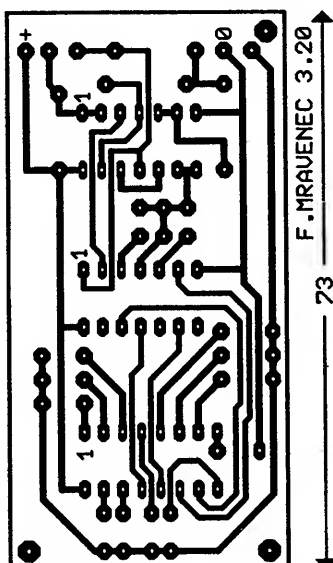
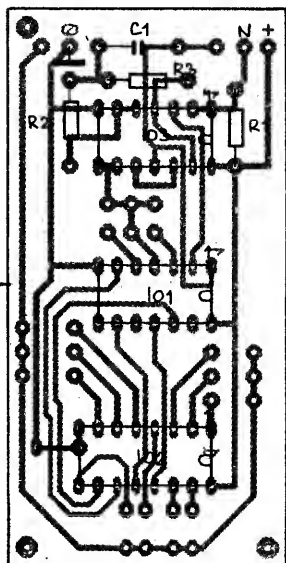
*Rádiotechnika 8/1991*

## Ultrazvukový dálkoměr

Tento malý měřicí přístroj využívá biotechnologie netopýrů s moderní digitální technikou. Výsledkem je přesný dálkoměr ovládaný jedním tlačítkem. Změřenou vzdálenost čteme přímo na displeji LCD. Koncepte přístroje je zaměřena na dosažení malých roz-

měrů a pohodlného příručního používání. Praktický rozsah měření je od 25 cm do 6 m. Vzdálenost se měří při stisknutí tlačítka a opakovacím kmitočtem měření dvakrát za sekundu. Po uvolnění tlačítka zůstane na displeji zobrazen poslední změřený údaj. Malá spotřeba kolem 5 mA dovoluje dosáhnout dlouhé doby života baterie i při plynulém měření.

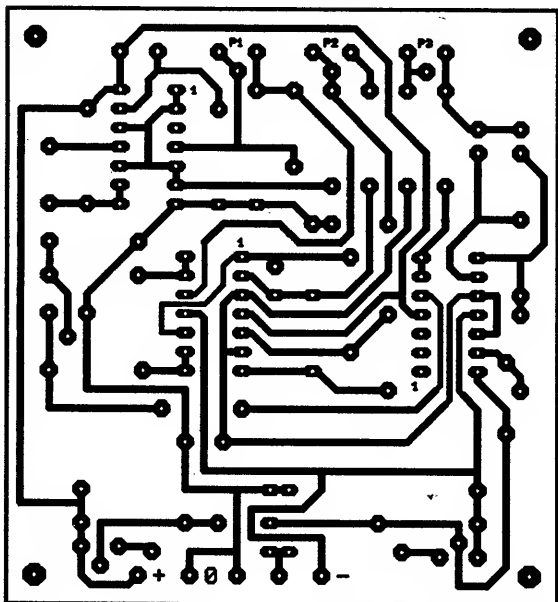
V blokovém schématu zapojení na obr. 66a jsou zřejmé čtyři základní stupně zapojení: vysílač, přijímač, taktovací generátor s časovou referencí a čítač s displejem. Měření začíná vysláním krátkého vf impulsu, obsahujícího asi 12 period signálu 40 kHz. Tento kmitočet odpovídá rezonačnímu kmitočtu použitého ultrazvukového měniče, čímž se na přijímací straně dosahuje již určité selektivity. Současně s vysláním tohoto impulsu se nastavuje klopný obvod KO, kterým procházejí taktovací impulsy na čítač. Po vyslání vf impulsu se přechází na příjem. Vtip tohoto zapojení spočívá v tom, že citlivost přijímače je časově závislá. Hned po vyslání vf signálu je přijímač velmi málo citlivý. Proto nemá přeslech mezi vysílačem a přijímačem žádný rušivý vliv. Když ihned po vyslání impulsu bude přijata ozvěna, znamená to, že je měřen objekt v malé vzdálenosti. Ozvěna je proto silná a může být detekována i dosti necitlivým přijímačem. Při větší vzdálenosti trvá doba do příjmu ozvěny déle a citlivost přijímače se zvětšuje v závislosti na amplitudě ozvěny. Slabé odrazy „ozvěny“ pak přicházejí do přijímače, který je již dostatečně citlivý. Tímto způsobem se jednoduše dosáhlo dobré odolnosti přijímače proti rušení při dostatečné citlivosti. Po příjmu ozvěny se klopný obvod vynuluje a stav čítače se předá do výstupní paměti. Když se vyjde z taktovacího kmitočtu 17,05 kHz a rychlosti zvuku 341 m/s, odpovídá doba trvání periody signálu 17 kHz času, který potřebuje vf signál, aby urazil vzdálenost jeden centimetr a vrátil se zpět jako ozvěna. Počet taktovacích impulsů, kte-



A210

73

F. MRAVNEC 3.20



rý je načítán během přepnutí klopného obvodu je mírou vzdálenosti mezi vysílačem/přijímačem a odrazejícím měřeným povrchem.

Úplné zapojení přístroje je na obr. 66b. Ultrazvukový měnič je buzen dvojicí párů invertorů. Prakticky je koncový stupeň zapojen jako můstek, čímž se napětí na měniči zdvojnásobí. Kondenzátor C<sub>1</sub> odděluje stejnosměrné složky signálu výstupu, pokud se nevysílá. Aby měl vř signál co největší energii, je IO<sub>1</sub> napájen přímo z baterie 9 V.

Zbývající část zapojení a displej LCD jsou napájeny z 5 V, a to platí i pro oscilátor 40 kHz. Oscilátor (N7) musí být naladěn na rezonanční kmitočet ultrazvukového měniče a přijímače změnou polohy běžce trimru P<sub>1</sub>. Stabilizované napájecí napětí zajišťuje dostatečnou stabilitu kmitočtu. Komparátor A<sub>6</sub> zajišťuje přechod z úrovně „5 V“ na úroveň

„9 V“, která je nutná pro IO, napájený z napětí 9 V.

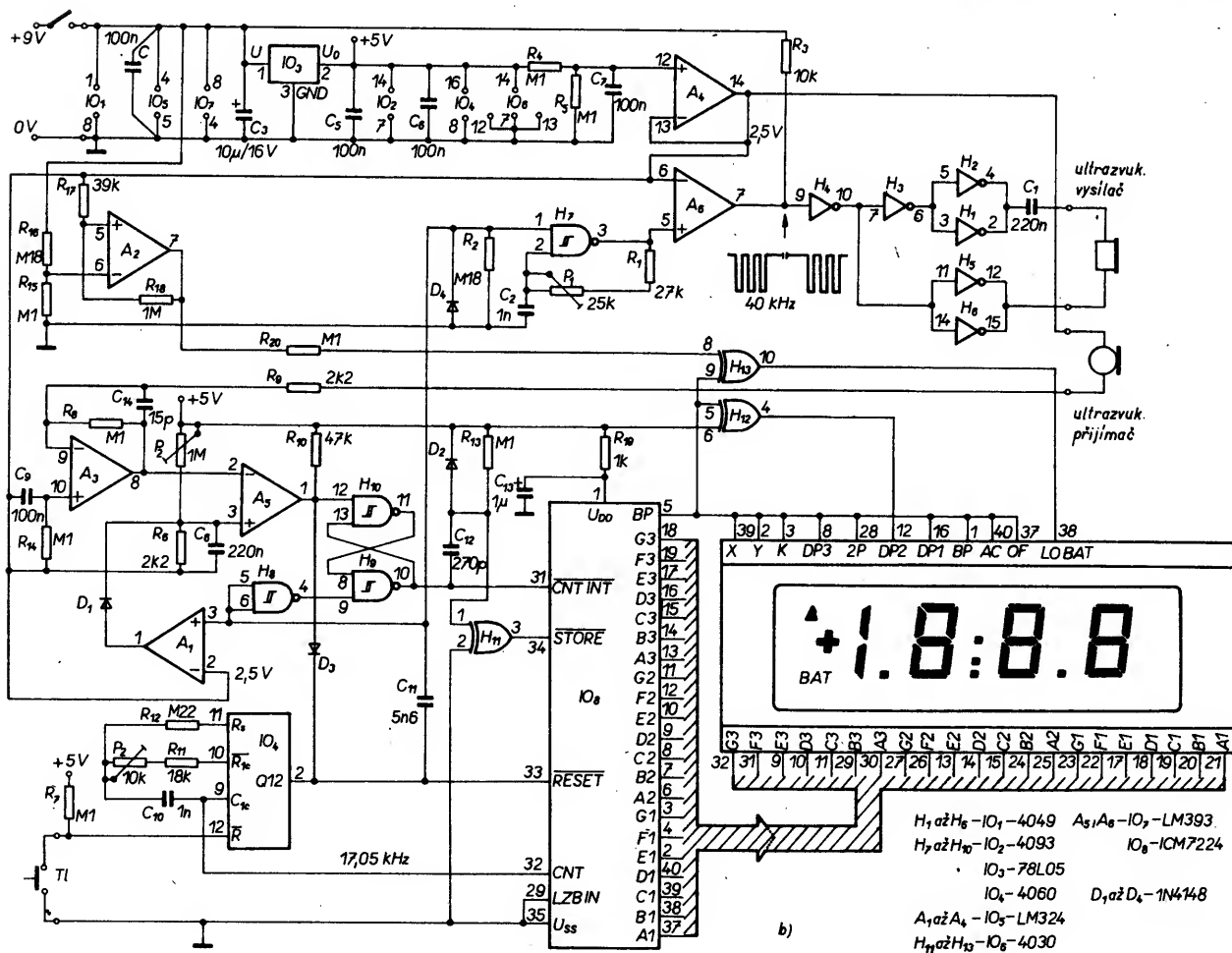
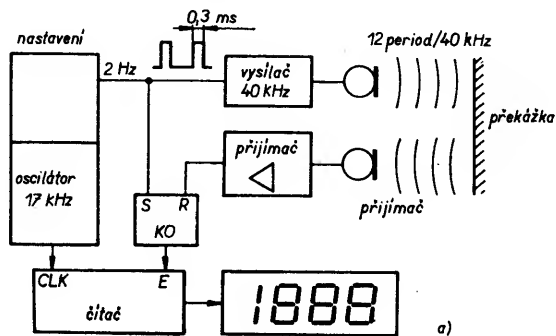
V obvodu napájení je pro napájecí napětí 5 V použit obvod 78L05, který má při malých výstupních proudech velmi malý klidový proud, čímž přispívá k malé celkové spotřebě – typicky 4,5 mA. Stabilizace při změnách zátěže je u 78L05 poněkud horší, proto je IO<sub>6</sub> opatřen dodatečnou filtrací s R<sub>19</sub> a C<sub>13</sub>.

IO<sub>4</sub> plní funkci centrálního časovacího obvodu. Při stisknutí T<sub>1</sub> nabývá výstup Q12 dvakrát za sekundu stavu H. Kondenzátor C<sub>11</sub> a rezistor R<sub>2</sub> (derivační člen) způsobí, že oscilátor 40 kHz je uvolněn po dobu asi 0,3 ms a vř signál tedy zahrne 12 period signálu 40 kHz. V průběhu vysílání vř signálu je výstup A<sub>1</sub> ve stavu H. Tím se zvýší přes D<sub>1</sub> práh spínání komparátoru A<sub>5</sub> v přijímači (A<sub>3</sub> – předzesilovač), takže nemůže docházet ke spouštění v důsledku přeslechu. Současně

s vysíláním vř signálu se aktivuje klopný obvod (N<sub>9</sub>/N<sub>10</sub>). Tím se vyřadí z funkce vstup blokování čítače obvodu IO<sub>8</sub>, obvod počítá taktovací impulsy 17 kHz z vývodu 9 obvodu IO<sub>4</sub>.

Na přijímací straně zpracuje signál nejprve vstupní zesilovač A<sub>3</sub>, který vstupní signál zesílí padesátkrát. Zesilovač používá střídavou vazbu, protože piezoelektronický ultrazvukový měnič má pro stejnosměrné napětí téměř nekonečný odpor. Vstupní zbytkové napětí operačního zesilovače A<sub>3</sub> tedy není zesilováno. Rezistor R<sub>14</sub> má udržet v malých mezích nežádoucí napětí, vytvořené klidovým proudem operačního zesilovače. Na výstupu zesilovače A<sub>3</sub> by tedy mělo být velmi malé zbytkové napětí, protože to nakonec společně se zbytkovým napětím komparátoru A<sub>5</sub> určuje dosažitelnou citlivost. Časově závislé citlivosti přijímače se dosahuje snížením prahu spouštění A<sub>5</sub> díky časové konstantě R<sub>6</sub>, C<sub>6</sub>. Maximální citlivost se nastavuje trimrem P<sub>3</sub> podle podmínek okolí.

Když přijímač detekuje ozvěnu, nabude výstup A<sub>5</sub> dočasně stavu L a přeploží klopný obvod do počátečního stavu. Tím se také blokují taktovací impulsy pro IO<sub>8</sub>. Současně se přes C<sub>12</sub> a R<sub>13</sub> dostane na vstup „store“ krátký záporný impuls, takže se stav čítače uloží do mezipaměti IO<sub>8</sub>. Obvod N<sub>11</sub> slouží jako oddělovací stupeň (vstup s malým odporem). Úroveň L na výstupu Q12 vynuluje vnitřní čítač obvodu IO<sub>8</sub> a může začít další cyklus měření. Když však nabude Q12 hodnoty L v průběhu měření, vynuluje se čítač



i klopný obvod (přes  $D_3$ ). Na displeji se pak zobrazí 0,00, to znamená, že měření nebylo uloženo do paměti. Obvod  $IO_6$  obsahuje úplnou elektroniku pro buzení indikace 3 1/2 místa. V tomto zapojení se však používají jen tři místa.

Obvodem  $N_{13}$  se kontroluje napětí baterie. Při asi 7 V se  $N_{13}$  uplatní jako invertor a zobrazí se indikace „LO-bat“. Aby tato indikace neblíkala, je rezistorem  $R_{18}$  zajištěna hystereze asi 200 mV.

Součástky zapojení je možné umístit na destičku s plošnými spoji o rozměrech asi 75×105 mm. Při jejím návrhu je nutné rozmístit součástky tak, aby se zamezilo přeslechu mezi analogovou a digitální částí zapojení. Kromě toho musí být mezi oběma ultrazvukovými měniči, umístěnými u kratší strany destičky použít stínící plech. Jinak se nedosáhne potřebné citlivosti. Výhodné je nejprve si opatřit vhodné plastikové pouzdro a pak teprve navrhnout destičku a celkové rozmístění součástí. Oba ultrazvukové měniče jsou umístěny na kratším čele krabičky.

K nastavení přístroje stačí dobrý multimetr. S použitím osciloskopu a měřiče kmitočtu je přirozené nastavení snadnější a přesnější. Nejprve se nastaví kmitočet vysílače na rezonanční kmitočet měniče (40 kHz). Vývod 14 (napájení) a 1 obvodu  $IO_2$  se dočasně propojí spojkou a měnič je buzen nepřetržitě. Pak se otočí běžcem trimru  $P_1$  zcela vlevo (minimální kmitočet), multimetr se zapojí do napájecí sběrnice a běžcem trimru se otáčí doprava, až se dosáhne proudového maxima kolem 16 mA. Zde se trochu vymstí jednoduchá koncepce oscilátoru s  $N_7$ : konečný kmitočet je totiž určený hysterezí tohoto klopného obvodu. Při použití obvodů 4093 od firem SGS nebo RCA nevzniknou problémy. Obvod 4093 od firmy Motorola však má mnohem menší hysterezi, takže je třeba zvětšit kapacitu  $C_2$  na 2,2 nF. Naopak při výrobku National Semiconductor je třeba  $C_2$  zmenšit na 470 pF. Po odpojení provizorní spojky se spotřeba zmenší na 4,5 mA při stisknutí  $T_1$  a měnič „tiká“ asi dvakrát za sekundu.

Pak se trimrem  $P_2$  nastaví oscilátor  $IO_4$  na 17 kHz, to je možné zkontrolovat na vývodu 9 obvodu  $IO_4$ . Kdo nemá měřič kmitočtu, může umístit dálkoměr ve vzdálenosti 1 m od silně odrážející plochy (měřeno od ultrazvukového měniče). Vhodná je hladká skleněná plocha. Při stisknutí tlačítka  $T_1$  otáčíme běžcem trimru  $P_2$  tak dlouho, až displej ukáže 1,00. Když není indikace stabilní (nebo ukazuje pouze 0,00), je možné mírně pootočit běžcem trimru  $P_3$ , aby se na displeji zobrazil reálný údaj.

Poloha běžce  $P_3$  (citlivost přijímače) poněkud závisí na podmínkách okolí, v nichž se dálkoměr používá. V klidném okolí může být běžec vytočen zcela doleva, na maximální citlivost. Když displej ukazuje spontánně podezřelý údaj (jako 128, 256 nebo 512), je citlivost příliš velká, to znamená, že dálkoměr přijímá svůj vlastní takt jako ozvěnu. V takovém případě je třeba citlivost zmenšit nastavením  $P_3$ .

V nepříznivých podmínkách je třeba citlivost také zmenšit, aby nebyly rušivé signály interpretovány jako skutečné ozvěny. Tím se přirozeně zmenší maximální měřitelná vzdálenost. Vzdálenost osob tímto přístrojem neměříte (ani zblízka), protože odraz je příliš slabý. Určitého zmenšení citlivosti na malé vzdálenosti je však možné dosáhnout. Vyžaduje to trochu experimentovat, například zmenšit odpor rezistoru  $R_6$ . Kromě toho je možné upravit obvod  $R_6$  ( $C_8$ ) – časové závislé zařízení citlivosti.

Dosažitelná přesnost měření je ovlivňována v podstatě dvěma oblastmi vlivů: vlivy okolního prostředí a přesností měření jasu a příjmu odezvy. Rychlost zvuku se totiž mění s vlhkostí a teplotou vzduchu, atd. Zvýšení teploty vzduchu o 20 °C způsobí chybu 3,5 %. Prakticky bylo u prototypů při měření vzdálenosti tvrdých hladkých povrchů (např. stěn, skříní) dosaženo přesnosti měření na tři centimetry. Při vzdálenostech mezi 5 a 6 metry byla největší odchylka 5 až 8 cm, což přibližně odpovídá přesnosti kolem 1 %.

*Elektr 10/1988*

## Termostat topení s nočním režimem šetří energii

Potřeba spolehlivého termostatu s jednoduchou obsluhou a spolehlivou funkcí, který by počítal s nižší teplotou místností v noci, je v době rostoucích cen všech energií zřejmá. Vysoký účet za topení byl také přímým motivem vývoje tohoto zapojení.

Schéma zapojení je na obr. 67. Nejdůležitější součástí je obvod  $IO_2$ , který je zapojen jako komparátor, porovnávající napětí na vývodech 2 a 3. Při popisu funkce vyjdeme ze stavu, kdy napětí na vývodu 2 je kladnější, než na vývodu 3. Pak je výstup integrovaného obvodu ve stavu L, tranzistor  $T_2$  je sepnut, rozpínací kontakt relé  $Re_2$  je rozpojen a topné těleso neheje. Tento stav závisí na nastavení potenciometru  $P_2$ .

Když se působením vnějších vlivů teplota sníží, pak se zvětší odpor termistoru  $R_1$  a napětí na vývodu 3 se zvětšuje, až je o několik set milivoltů větší než napětí na vývodu 2. Pak komparátor  $IO_2$  změní stav výstupu na

H, tranzistor  $T_2$  se zavře a proto se rozpínací kontakt relé sepne. Tím se dosahuje základní regulační funkce.

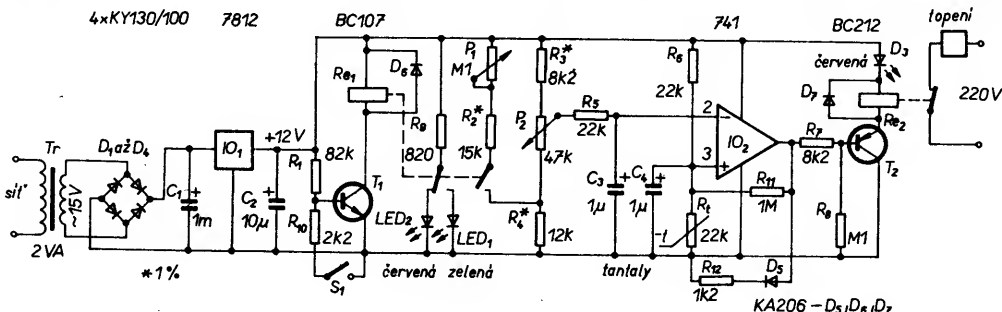
K potenciometru  $P_2$  je paralelně zapojena větve z  $P_1$ ,  $R_2$  a jednoho kontaktu relé  $Re_1$ . Toto relé je spínáno tranzistorem  $T_1$ , jehož báze je v klidovém stavu připojena přes  $R_1$  na kladnou sběrnici. Tím je tranzistor  $T_1$  otevřen a relé je přitaženo. Tato varianta zapojení nebyla zvolena náhodně, je založena na úvaze, že při výpadku některé ze součástek v tomto obvodu musí relé přejít do polohy „vyšší teplota“. Stejná zásada byla použita i u zapojení relé  $Re_2$ , neboť při totálním výpadku nemá být řídicí obvod topení přerušen.

Při rozpojení spínače  $S_1$  tedy relé  $Re_1$  přitáhne, dioda  $LED_2$  svítí a  $P_2$  je přemostěn sériově zapojenými  $P_1$  a  $R_2$ . Tak je napětí na styčném bodě mezi  $P_2$  a  $R_4$  o tolik kladnější, kolik by vyžadovalo snížení teploty o 0 až 6 °C – podle nastavení potenciometru  $P_1$ . Spínač  $S_1$  může být ovládán manuálně, ale zapojení dovoluje do tohoto místa připojit vstup pro spínací hodiny nebo počítač (pro noční snížení teploty).

Druhou nejdůležitější součástí tohoto termostatu je teplotně závislý rezistor  $R_1$ . Jak je zřejmé z označení, jde o součástku se záporným teplotním součinitelem, to znamená, že při zvýšení teploty se odpor  $R_1$  zmenšuje. Bohužel nejsou vždy známy charakteristiky i běžných termistorů a ani dva stejné vypadající nemusí mít stejné vlastnosti. Proto popíšeme improvizované měření průběhu závislosti na teplotě, které umožní přesně kalibrovat stupnice termostatu, při čemž není nutné používat pec nebo klimatizační skříň. Použijeme osazenou a v principu fungující destičku termostatu, odstraníme rezistor  $R_{11}$  (aby nerušila nastavování hystereze), neznámý termistor se zapojí na své místo a malá žárovka se připojí na spínaný výstup (kontakt relé  $Re_2$ ). Pro její napájení musíme ovšem použít vhodný zdroj. Pak se termistor se žárovkou a přesným teploměrem umístí společně do teplotně izolovaného krytu. Je možné použít pěnový polystyrén a lepicí pásku k sestavení jednoduché krabičky.

Po zapnutí takto uspořádaného přístroje se v tepelně izolovaném prostoru teplota ustálí (podle nastavení potenciometru  $P_1$ , případně  $P_2$ ). Postupně tak lze vynést stupnici teplot, které kontrolujeme teploměrem. Má-li být přístroj oceňován až do poměrně nízkých teplot (např. až do 10 °C), musí se měřit při ještě menší teplotě okolí než 10 °C.

Mechanická konstrukce není kritická. Je však vhodné zvolit takové provedení, ve kterém se poměrně plochá skříňka upevní



Obr. 67. Termostat s noční regulací

spodní částí s připevněnou destičkou na stěnu a na horní, přední stěnu se vyvedou oba potenciometry, spínač a indikační diody. Pro umístění termistoru jsou pak dvě možnosti, má-li se měřit teplota místnosti a ne teplota uvnitř skříňky: Buď jej lze upevnit na dlouhých drátech tak, aby vyčníval ze skříňky, nebo lze vytvořit z trubky „komínků“, procházející skříňkou ve svislém směru, do níž štěrbinou zasahuje termistor.

Elrad 12/1988

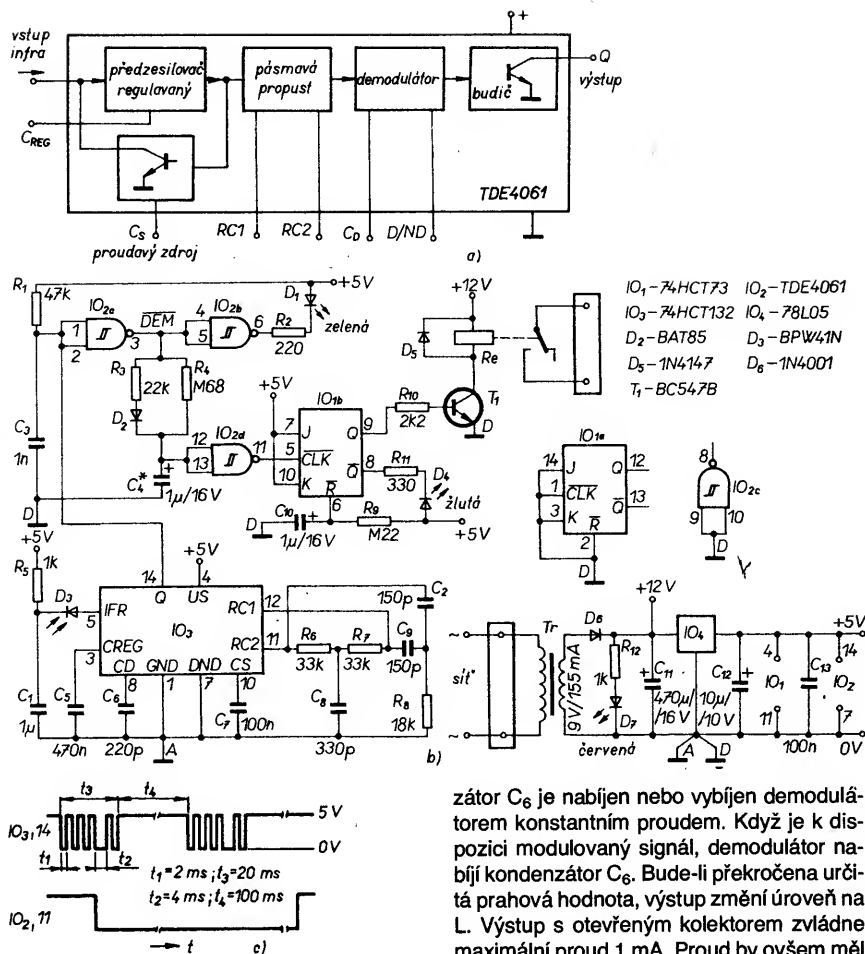
## Univerzální přijímač infračerveného dálkového ovládání

Jednotku infračerveného dálkového ovládání, která se dnes dodává jako vysílač s téměř každým moderním televizorem, videorekordérem, přehrávačem CD nebo tunerem je možné využít i pro jiné účely. Může to být např. vypínač osvětlení nebo hlavní vypínač pro zapínání a vypínání televizoru. Popsaný přijímač IR se spínacím kontaktem na výstupu může být použit s téměř každou jednotkou vysílače IR.

Nejdůležitější aktivní součástí přijímače je obvod TDE4061 firmy Siemens, jehož blokové schéma je na obr. 68a. Obsahuje infračervený předzesilovač s následující charakteristikou: různé signály, které se mohou i částečně překrývat, jsou zachyceny infračervené spektrum denního světla, bruvstup infra. Obvod TDE4061 musí pak rozlišit žádoucí signál a rušivé signály (jako je infračervené spektrum denního světla brumový signál 100 Hz žárovky a rušivé spektrum zářivky). Vstupní signály jsou zesíleny předzesilovačem s malým šumem, proudový zdroj stanoví pracovní bod vstupu předzesilovače asi na 1,4 V a tvoří prakticky pracovní odpor, kterým protéká proud infračervené přijímací diody. Přes tento proudový zdroj se kondenzátorem na  $C_5$  také odfiltrují nízkofrekvenční rušivé signály. Vstup infra má velkou impedanci. Pro buzení čipu stačí proudy v oblasti nanoampér. Proto je účelné připojit anodu diody IR přímo na vstup obvodu TDE4061.

Regulační charakteristika předzesilovače zmenšuje zesílení podle velikosti vstupního signálu. To znamená, že následující pásmová propust pro zlepšení poměru signálu k šumu dostává vstupní signál stabilní a o dostatečné amplitudě. Na vývody RC1 a RC2 připojený filtr typu dvojité T pracuje jako pásmová zadrž. Jeho kmitočet musí odpovídat nosnému kmitočtu infračerveného signálu. Přes stupeň demodulátoru (obvod TDE4060 nemá demodulátor) a budicí stupeň se dostává užitečný signál na výstup obvodu.

Schéma zapojení obvodu je na obr. 68b. Infračervená dioda  $D_3$  je napájena přes rezistor  $R_5$ . Každá změna dopadajícího infračerveného záření má za následek změnu závěrného proudu diodou, takže na vstupu IFR obvodu TDE4061 vzniká vstupní signál. Část rušivých vlivů se potlačuje dolní propustí  $R_5$ ,  $C_1$ . Kondenzátor  $C_5$  (na vstupu CREG) určuje časovou konstantu pro regulaci předzesilovače. U dálkového ovládání pro televizor (dvojfázový kód) je pro  $C_5$  nejvhodnější kapacita 470 nF. Pro jiné zdroje infračerveného záření, které nevydávají zá-



Obr. 68. Blokové zapojení TDE4061 (a), přijímač pro infračervené dálkové ovládání, formy impulsů (c)

dné signály pro nastavení zesílení, může být kapacita  $C_5$  zmenšena až na 10 nF. Při menších kapacitách  $C_5$  vzniká riziko oscilací předzesilovače. Podle používaného nosného kmitočtu signálu IR je možné uvést pro  $C_7$  orientační kapacity: 100 nF při 30 kHz a 10 nF při 120 kHz. Kondenzátor  $C_7$  na vstupu CS dává předzesilovači charakteristiku horní propusti. Kondenzátor se uplatňuje společně s CREG a vnitřní pásmovou propustí, která zlepšuje poměr signálu k šumu signálu IR a zvláště hrany výstupního signálu.

Na vývody RC1 a RC2 je zapojen filtr dvojité T ( $R_6$  až  $R_8$ ,  $C_2$ ,  $C_8$  a  $C_9$ ). Filtr je zapojen ve zpětnovazební větvi operačního zesilovače integrovaného obvodu, zesilovač a filtr tvoří pásmovou propust, jejíž propustný kmitočet musí být naladěn na nosný kmitočet dálkového ovládání IR. Hodnoty součástek ve schématu platí pro nosný kmitočet asi 32 kHz a osvědčily se pro první pokusy s různými jednotkami dálkového ovládání firem Philips a Sony. V případě potřeby je možné hodnoty dimenzovat pro jiné nosné kmitočty podle vztahu

$$f = 1/(2\pi RC) \quad [\text{Hz}]$$

( $R_6$ ,  $R_7 = R$ ,  $R_8 = 1/2 R$ ;  $C_2$ ,  $C_9 = C$ ,  $C_8 = 2C$ ).

Maximální odpor  $R$  ( $R_6$ ,  $R_8$ ) nesmí překročit 100 kΩ, protože jinak by nastal příliš velký úbytek napětí na stejnosměrné cestě.

Pro demodulaci signálu vysílače je třeba vývod D/ND spojit s kostrou, mezi kostrou a vývodem CD je zapojen kondenzátor ( $C_6 = 100 \text{ pF}$  až 1 nF, zvoleno 220 pF). Konden-

zátor  $C_6$  je nabíjen nebo vybíjen demodulátorem konstantním proudem. Když je k dispozici modulovaný signál, demodulátor nabíjí kondenzátor  $C_6$ . Bude-li překročena určitá prahová hodnota, výstup změní úroveň na L. Výstup s otevřeným kolektorem zvládne maximální proud 1 mA. Proud by ovšem měl být s ohledem na možnost nežádoucí zpětné vazby udržován co nejmenší. Při proudu menším než 200 μA není třeba očekávat oscilace. Po stisknutí tlačítka na jednotce dálkového ovládání se na výstupu  $IO_3$  objeví demodulovaný signál ve formě sledu impulsů (obr. 68c). U různých typů jednotek dálkového ovládání se signály samozřejmě liší. Invertor s hradlem NAND,  $IO_{2a}$  provede inverzi, kterou následující hradlo opět „zruší“. Dioda LED  $D_1$  proto bliká v rytmu přicházejících impulsů.

Obvod  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_4$  a  $D_2$  s následujícím hradlem převádí přijímaný signál na jednoznačný spouštěcí impuls pro klopný obvod  $IO_{1b}$ . K jeho výstupu je pak připojen budicí stupeň relé. Pokud se časy  $t_1$  až  $t_4$  u vaší jednotky dálkového ovládání drasticky liší od hodnot uvedených v obr. 68b, je nutné způsobit kapacitu kondenzátoru  $C_4$ . Kladné impulsy dálkového ovládání (invertovaný signál TDE4061) stále nabíjejí kondenzátor přes  $R_3$  a  $D_2$ . Když nepřicházejí žádné impulsy, může se  $C_4$  pomalu vybíjet přes rezistor  $R_4$  s velkým odporem. Podle kapacity kondenzátoru  $C_4$  musí být přivedeno mnoho impulsů, než bude překročen práh spouštění  $IO_{2a}$ . Prakticky to znamená, že některé z tlačítek jednotky dálkového ovládání musí být stisknuto dostatečně dlouho.

Výstup klopného obvodu  $IO_{1b}$  spíná pomocí tranzistoru  $T_1$  relé  $Re$ . Když je výstup Q ve stavu H,  $T_1$  vede a kontakty relé jsou sepnuty. Současně je výstup Q ve stavu L, přes diodu LED  $D_4$  protéká proud z napájení. Dioda LED  $D_4$  proto svítí a indikuje stav sepnutí relé. Na výstupní svorky může být připojen libovolný spotřebič, který nepřetíží kontakty relé.

Protože doba odezvy je při kapacitě kondenzátoru  $C_4 = 1 \mu\text{F}$  jen několik stovek

milisekund, neměl by být přijímač IR umístěn v bezprostřední blízkosti televizoru. Kdyby se obvod používal pro zapínání a vypínání televizoru, televizor by se při každém přepínání programu vypnul. Aby se tomu zabránilo, musí být doba odezvy prodloužena. Při kapacitě kondenzátoru  $C_4 = 47 \mu\text{F}$  se dosáhne doby odezvy asi 4 sekundy. Tak nebude náš přijímač dálkového ovládání rušen krátkými impulsy, které se používají pro ovládání funkcí televizoru.

Ještě jedno upozornění pro případné experimentování: kdo by chtěl obvod 4061 použít jen jako předzesilovač IR, ponechá prostě vývody CD a D/ND nezapojené. Na výstupu pak dostane zesílený nedemodulovaný signál vysílače.

Konstrukce může být na destičce s plošnými spoji, pozornost je třeba věnovat oblasti relé a svorkovnice, kde se může vyskytovat síťové napětí. Destička má být v krytu z plastického izolačního materiálu. Fotodiody  $D_3$  musí být umístěna v otvoru ve stěně krabičky. Může být připojena krátkým stíněným kabelem, vzdálenosti delší než 10 cm jsou však již kritické. Stínění kabelu musí být spojeno s katodou diody. Diody LED mohou být umístěny libovolně. Pokud má relé spínat síťového napětí, doporučuje se použít normalizované vestavné zásuvky. Při tom musí být mezi nimi propojen ochranný vodič!

Při uvádění do provozu a zkoušení se vychází z uvedených hodnot součástek, se kterými zapojení s různými jednotkami dálkového ovládání bylo vyzkoušeno. Když není přijímán žádný signál IR, musí zůstat dioda LED zhasnuta. Při stisknutí libovolného tlačítka jednotky dálkového ovládání v blízkosti přijímače musí dioda  $D_1$  blikat v rytmu přijímaných impulsů. Když se podrží tlačítko dostatečně dlouho ve stisknutém stavu, rozsvítí se dioda LED  $D_4$  a relé přitáhne. Změnou kapacity kondenzátoru  $C_4$  je možné měnit potřebnou dobu stisknutí. Když se  $D_1$  při příjmu signálu (tlačítko vysílače stisknuto) nerozsvítí, je třeba zkontrolovat signál na výstupu Q obvodu IO<sub>3</sub> a případně

přizpůsobit dvojitý článek T na jeho vývodech RC1 a RC2.

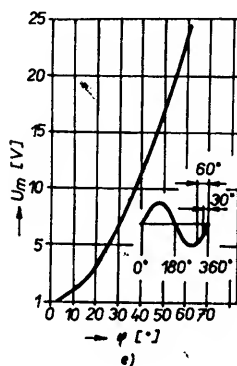
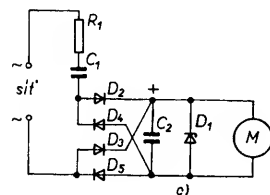
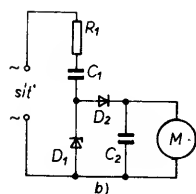
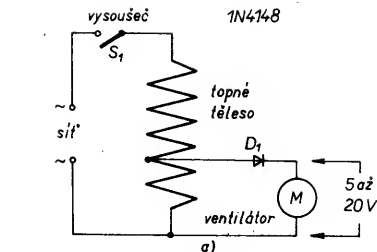
Akční rádius našeho přijímače s běžným vysílačem dálkového ovládání je asi 5 m a může být v případě potřeby zvětšen optickými prostředky.

*Elektor 5/91*

## Napájení motorů pro malá napětí ze sítě

Stejnoseměrné motorky pro malá napětí od 1,5 do 24 V o výkonech 0,1 až 250 W se dají poměrně levně získat a jsou vhodné pro řadu aplikací od malých ventilátorů a oběhových čerpadel, navíječek, atd. až po miniaturní vrtačky. Když pro jejich napájení použijeme transformátor s usměrňovačem, může být zdroj jejich napájecího napětí několikrát dražší a těžší, než motorek.

To jako jedni z prvních zjistili výrobci vysoušečů vlasů, kteří používají pro ventilátor motorek, který je napájen z topného vinutí, opatřeného odbočkou, přes diodu. Schéma zapojení je na obr. 69a. Při použití asynchronního střídavého motoru dioda odpadá. Toto zapojení je však použitelné jen pro vysoušeče pro teplý vzduch, protože za normálních okolností musí být síťové napětí redukováno na velikost vhodnou pro napájení motoru pokud možno bezeztrátově.



### Zapojení s předřadným kondenzátorem

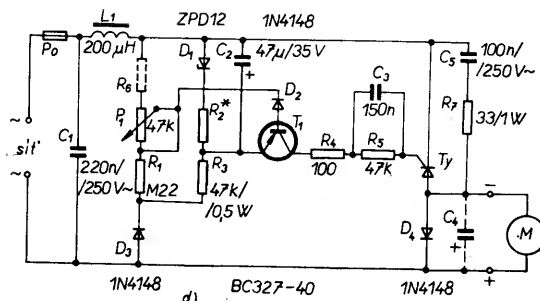
Zapojení tohoto typu jsou vhodná pouze pro nejmenší stejnosměrné motorky s trvalým magnetem až do asi 3 W, jinak by kondenzátor byl příliš velký a drahý. Obr. 69b a 69c ukazují praktická zapojení, vhodná pro ventilátory, oběhová čerpadla apod. aplikace. Síťové napětí se v obou zapojeních zmenšuje předřadným kondenzátorem, dimenzovaným pro dostatečně velké napětí (250 V st, 630 V ss) tedy prakticky bezeztrátově jeho jalovým odporem.

V zapojení podle schématu (obr. 69b) se napětí kladné půlvlny omezuje Zenerovou diodou  $D_1$  na velikost jejího Zenerova napětí, naproti tomu záporná půlvlna se omezuje na asi 0,6 V. Dioda  $D_2$  brání po tuto dobu přibrzdění motoru M (jednocestné usměrnění). Pokud vadí brum, způsobený půlvlnným provozem, může být redukován kondenzátorem  $C_2$ . Pro dosažení dobré účinnosti by  $C_2$  měl mít na 1 mA proudu motoru kapacitu nejméně 1  $\mu\text{F}$ . Rezistor  $R_1$  slouží pro omezení zapínacího proudu a jako pojistka v případě, že by se prorazil předřadný kondenzátor  $C_1$ . Kondenzátor  $C_1$  se vypočítá pro napětí 220 V/50 Hz podle následujícího vztahu:  $C_1 [\mu\text{F}] = I [\text{mA}]/33$ .

Optimální je zapojení podle obr. 69c, protože v tomto případě stačí předřadný kondenzátor poloviční kapacity proti předcházejícímu obrázku (dvoucestné usměrnění), tedy

$$C_1 [\mu\text{F}] = I [\text{mA}]/66.$$

Obr. 69. Vysoušeč vlasů (a), napájení motoru přes kondenzátor (b), napájení motoru s lepší účinností (c), napájení motoru s fázovým řízením (d), režim řízení podle obr. 69d (e)



Zenerova dioda by v zapojení podle obr. 69b měla být dimenzována pro 1,5 až 2násobek, podle obr. 69c pro 1 až 1,5násobek jmenovitého napětí motoru, a měla by při odpojení motoru snést bezpečně plný proud. Usměrňovače  $D_2$  až  $D_5$  se dimenzují podle proudu motoru a Zenerova napětí, většinou stačí čtyři diody typu 1N4148 nebo podobné.

V uvedených zapojeních je největší proud motoru určen kapacitou předřadného kondenzátoru. To znamená, že motor pracuje v důsledku „proudového napájení“ s točivým momentem konstantním v širokém rozmezí. Ztrátový výkon vzniká především pouze úbytkem napětí na usměrňovacích diodách a ochranném rezistoru R. Když se však zvětší vnucený proud zvětšením kapacity kondenzátoru  $C_1$  (aby se např. dosáhlo většího záběrového momentu), protéká rozdílový proud mezi pracovním proudem motoru a proudem zaváděným kondenzátorem  $C_1$  Zenerovou diodou, čímž se zvětšuje ztrátový výkon (paralelní stabilizace).

### Tyristorové zapojení s fázovým řízením

Pro výkonnější motorky zapojení s předřadným kondenzátorem použít nelze. Běžná zapojení s fázovým řízením tyristorem nebo triakem (strmivače) také nejsou vhodná, protože při malých úhlech otevíření reagují příliš citlivě na kolísání síťového napětí.

Zapojení podle schématu na obr. 69d naproti tomu pracuje stabilně ještě při úhlech otevíření 5°. Umožňuje nastavit provozně bezpečná napětí výstupu v rozmezí -0,2 až -24 V, přičemž mohou být připojeny motorky se jmenovitými proudy až do 60 A. Potenciometrem mohou být nastaveny proudové úhly otevíření mezi 20° a 60°. To odpovídá aritmetické střední hodnotě pulsujícího výstupního napětí od -3 do -24 V. Při zvětšení odporu odporové dráhy potenciometru na 470 k $\Omega$  se dosáhne rozsahu nastavení od 5° do 60° (což odpovídá -0,2 až -24 V). Přídavným rezistorem  $R_6$  je možné rozsah změny omezit.

Dioda  $D_3$  napájí můstek, jehož jedna větev je tvořena  $R_1$ ,  $P_1$  a druhá větev  $R_3$ ,  $R_2$  a  $D_1$ . Na kondenzátoru  $C_2$  je vyfiltrováno stejnosměrné napětí asi 12 V. S tímto napětím je porovnáváno napětí na běžící potenciometru

$P_1$ . Předpokládáme průběh napětí podle obr. 69e (MP – vztažený bod) a to, že  $C_2$  je nabit. Pro  $\varphi = 0$  až  $180^\circ$  je  $D_3$  zavřena,  $T_1$  je trvale sepnut z  $C_2$ . Při daných  $R_4$  a  $R_5$  je to „bezpečný stav“. Tyristor je rozpojen, úbytek na  $D_4$  nepřesáhne 0,7 V. Pro  $\varphi$  nad  $180^\circ$  se  $D_3$  otevírá, napětí na běžci  $P_1$  se zvětšuje, tranzistor  $T_1$  je stále sepnut z „ $C_2$ “. Sériová kombinace  $R_4 + R_5$  nestačí pro sepnutí tyristoru. Motorem stále neprochází proud. V určitém okamžiku (napětí na běžci  $P_1$  je asi 1 V „pod emitorem  $T_1$ “) se  $T_1$  zavírá, tyristor je stále rozpojen.  $C_3$  se vybíjí přes  $R_5$  (časová konstanta  $R_5 C_3$  je asi 7 ms). Napětí sítě přejde přes max. velikost a zmenšuje se. Jakmile se napětí na běžci  $P_1$  zmenší asi o 1 V pod napětí emitoru,  $T_1$  sepne. Proud přes  $T_1$ ,  $R_4$  a  $C_3$  stačí k sepnutí tyristoru. Po ustálení přechodového děje je opět řídicí proud omezen rezistorem  $R_5$ . Tranzistor  $T_1$  zůstává dále sepnut. Tyristor se rozpojuje pro  $\varphi$  v okolí  $360^\circ$ , kdy se proud jím protékající zmenší pod přídržnou velikost. V další periodě se děj opakuje.

Emitorové napětí tranzistoru je určováno napětím Zenerovy diody, nezávislým na síti, a úbytkem napětí na rezistoru  $R_2$ , který je úměrný síťovému napětí. Vlivem poměru obou těchto napětí je emitorové napětí a úhel otevření (a tím i napětí na motoru) do značné míry nezávislé na kolísání síťového napětí. Když se namísto kombinace rezistor-Zenerova dioda použije pouze Zenerova dioda, zvětšuje se napětí motoru  $U_m$  se zmenšujícím se síťovým napětím více než proporcionálně; když se použije pouze rezistor 18 k $\Omega$ , kolísá proporcionálně se síťovým napětím.

Ačkoli ztrátový výkon zapojení je malý, řídicí elektronika potřebuje asi 0,6 W. Na tyristoru se ztratí při středním proudu motoru 1 A kolem 1 W, při 10 A kolem 10 W. Pojistka, průřez vedení (a také ochranné tlumivky) musí být dimenzovány pro jmenovitý proud motoru. Pro vysvětlení následuje číselný příklad:

S tímto zapojením má být provozován motor pro 24 V se jmenovitým proudem 10 A. Z grafu na obr. 69e zjistíme, že napětí 24 V odpovídá úhel otevření asi  $60^\circ$ . Pak musí v průběhu  $60^\circ/360^\circ = 1/6$  periody protékat proud o střední hodnotě asi 60 A při střední hodnotě napětí 24 V. To znamená v průběhu  $1/6$  periody výkon 60 A  $\cdot$  24 V = 1440 VA, v průběhu celé periody tedy  $1440 \text{ VA} / 6 = 220 \text{ VA}$ . Naproti tomu je střední odběr proudu roven  $60 \text{ A} / 6 = 10 \text{ A}$ !

Z toho plyne:

1. Vedení, pojistka  $P_0$  a tlumivka  $L_1$  jsou zatěžovány pracovním proudem motoru a musí proto být příslušně dimenzovány.
2. Přesto jsou ze sítě v důsledku fázového řízení odebírány pouze výkon motoru společně s výše uvedenými ztrátami.
3. Tyristor musí vydržet poměrně velký, periodický špičkový proud (podle katalogového listu). Pro uvedený příklad však stačí většina typů pro jmenovitý proud 10 A.

Jako tyristory jsou vhodné všechny typy s otevíracími proudy pod 80 mA, jmenovitými napětími od 400 V, bez antiparalelní diody mezi katodou a anodou. Při potřebě značně menších otevíracích proudů je možné proporcionálně zvětšit odpory rezistorů  $R_4$

a  $R_5$  a zmenšit kapacitu „otevíracího“ kondenzátoru  $C_3$ . Zapojení nesmí být provozováno bez ochranné tlumivky  $L_1$ , jejíž použití je nezbytné, a kombinace  $R_7$  a  $C_5$ . Nejen proto, že jinak zapojení může způsobovat silné rušení rádiového a televizního příjmu, ale také proto, že při zapnutí v maximu síťového napětí by vzniklo nebezpečí „samozápalu“ tyristoru v důsledku překročení maximální přípustné rychlosti zvětšování napětí na tyristoru, a tím i zničení připojeného spotřebiče.

S tímto zapojením mohou proto být bez síťového těžkého transformátoru provozovány libovolné spotřebiče na malá stejnosměrná napětí až do asi 250 W ze světelné sítě.

**POZOR!** Všechna popsaná zapojení jsou galvanicky spojena se sítí. Je proto nutné respektovat příslušné bezpečnostní předpisy! Vinutí motoru musí mít izolaci odolnou vůči síťovému napětí vzhledem ke všem kovovým součástem motoru, nebo motor musí být vestavěn izolovaně. V provozu nesmí být přístupné žádné kovové části, ať již přímo nebo přes jiné vodivé spoje (hřídele, ozubená kola, atd.)! Také při měření (osciloskop!) je třeba počítat s přímým připojením k síti!

*Elektor 3/91*

## Audiokompas

Pod tímto názvem se rozumí zařízení, které při odchylce kompasu od stanoveného kursu vydává akustické signály. Kromě původního určení pro nevidomé jachtaře, kterým umožňuje udržovat plachetnici v určitém směru, může pomoci také ostatním jachtařům a posádkám motorových člunů při udržování přímého kursu, aniž by museli přerušovat sledování hladiny. Může být také užitečné při dálkových nočních plavbách.

Akustický výstup zařízení může používat krystalové sluchátko nebo piezoelektrický měnič. Signál může mít vysoký nebo nízký kmitočet nebo přístroj vydávat signál nemusí. Stav bez akustického signálu indikuje, že loď udržuje zvolený kurs v toleranci kolem 5 stupňů (odchylka o 2,5 stupně od kursu na každou stranu) nebo až do 50 stupňů (25 stupňů na obě strany od kursu). Vysoký nebo nízký tón indikuje překročení těchto mezí na jednu nebo na druhou stranu. Volbu

šířky přípustné odchylky od kursu nastavuje kormidelník ovládacím prvkem citlivosti.

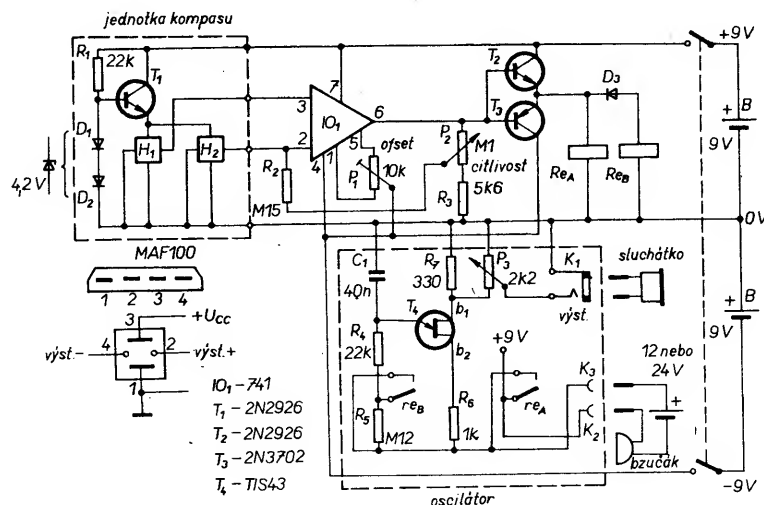
V praktickém použití se loď uvede do potřebného kursu, kompas se natočí tak, aby při maximální citlivosti přístroj nevydával žádný signál. Kormidelník pak loď řídí tak, aby nedostával žádný akustický signál. Citlivost a hlasitost si nastaví podle potřeby. Když se zařízení používá pro spuštění poplašného signálu při opuštění kursu, spíná relé hlasitý poplach.

Schéma zařízení je na obr. 70. Dvě Hallovy sondy jsou upevněny na vhodný kompas pro detekci magnetické střelky uvnitř tohoto kompasu. Hallovy sondy ( $H_1$  a  $H_2$ ) jsou napájeny konstantním napětím z tranzistoru  $T_1$ . Toto napětí je odvozeno z úbytku napětí v propustném směru na diodách  $D_1$  a  $D_2$ , zapojených v sérii (kolem 1,4 V). Výstupy obou sond jsou připojeny na vstupy operačního zesilovače 741 ( $IO_1$ ), jeden na invertující, druhý na neinvertující vstup. Za předpokladu, že oba vstupy mají stejnou úroveň, výstupní signál na vývodu 6 bude nulový (zapojení komparátoru), korekce je možné dosáhnout potenciometrem nastavení offsetu ( $P_1$ ).

Když je magnetická střelka uprostřed mezi oběma sondami, jejich výstup bude stejný. Když se střelka pohybuje směrem k jedné sondě, její výstupní signál se zvětší, od druhé se současně vzdaluje, úroveň výstupu druhé sondy se tedy zmenší – to zvětší nebo zmenší úroveň na vývodu  $IO_1$  (vývod 6) v závislosti na nastavení citlivosti potenciometrem  $P_2$  (ten zavádí proměnný stupeň záporné zpětné vazby v obvodu  $IO_1$ ).

Výstupní signál  $IO_1$  se z vývodu 6 přivádí přímo do bází tranzistorů  $T_2$  a  $T_3$ , které pracují jako spínače, zabraňující zatížení výstupu  $IO_1$  připojením relé. Když výstupní napětí přechází do stavu H, sepne tranzistor  $T_2$ , tím se obě relé připojí mezi sběrnice 0 V a +9 V. Relé  $Re_A$  sepne a připojí napájení oscilátoru s tranzistorem UJT  $T_4$  a připojenými součástkami. Oscilátor produkuje kmity slyšitelné v krystalovém sluchátku, zapojeném do konektoru  $K_1$ . Relé  $Re_B$  nesepe ne vlivem diody  $D_3$ .

Když se však výstupní signál  $IO_1$  na vývodu 6 zmenší na napětí asi -9 V, sepne tranzistor  $T_3$  a sepne relé  $Re_A$  i  $Re_B$ , čímž se nejen připojí oscilátor, ale i zkratuje rezistor  $R_5$ . Tím se značně zvýší kmitočet oscilátoru a tím i akustický signál na konektoru  $K_1$ .



Obr. 70. Audiokompas

# Elektronická kuchařka ano, ale pozor na recepty

Ing. Josef Punčochář

Mezi čtenáři jsou oblíbeny články nebo časopisy, které předkládají soubory různých zapojení – tzv. elektronické kuchařky. Jsou vítaným zdrojem inspirace pro každého konstruktéra. Často však chuť elektronických „lahůdek“ pokazí chyby. Přitom je jedno, zda jde o kuchařku českou nebo zahraniční.

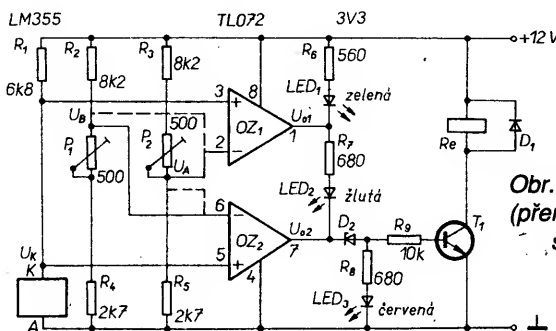
Projdeme si několik vybraných zapojení z časopisu *Amatérské radio* pro konstruktéry č. 4/1991. Tento pramen budeme nadále označovat [1]. Především, že většina nepřesností se vyskytuje i v původním prameni, kterým je časopis ETI circuit cook book č. 6.

## 1. Kontrola teploty s možností poplachu (v [1])

Upravené zapojení je na obr. 1. Operační zesilovače OZ<sub>1</sub> a OZ<sub>2</sub> jsou zapojeny jako neinvertující komparátory teplotně závislého napětí  $U_K$  obvodu LM355. Referenční úroveň pro OZ<sub>1</sub> je napětí  $U_A$ , pro OZ<sub>2</sub> je to napětí  $U_B$ . Platí  $U_B > U_A$ . Napětí  $U_K$  je popsáno vztahem:  $U_K = T_K \cdot 10 \text{ [mV/K]}$ ;  $T_K$  je teplota ve stupních Kelvina [K]. Dále platí  $T_K = T_C + 273$ , kde  $T_C$  je teplota ve stupních Celsia [°C]. Znamená to, že při  $T_C = 25^\circ\text{C}$  je  $T_K = 25 + 273 = 298 \text{ K}$ ; k tomu přísluší napětí  $U_K = 298 \cdot 10 \text{ mV} = 2980 \text{ mV}$ . Teplotě  $T_{CA} = 50^\circ\text{C}$  odpovídá komparační úroveň  $U_A = (273 + 50) \cdot 10 = 3230 \text{ mV}$ ; teplotě  $T_{CB} = 80^\circ\text{C}$  odpovídá komparační úroveň  $U_B = (273 + 80) \cdot 10 = 3530 \text{ mV}$ .

Postup komparace je zřejmý z obr. 2. Pro  $T_C < 50^\circ\text{C}$  je  $U_K < U_A < U_B$ , na výstupech obou komparátorů je napětí asi 2 V;  $U_{O1} = U_{O2} = 2 \text{ V}$ . Proto svítí LED<sub>1</sub>; LED<sub>2</sub> je „zavěšena“ mezi stejnými potenciály – nesvítí; LED<sub>3</sub> „přes ZD<sub>1</sub>“ rovněž nesvítí a ani tranzistor  $T_1$  není sepnut.

Pro  $50^\circ\text{C} < T_C < 80^\circ\text{C}$  je  $U_A < U_K < U_B$ . Na výstupu OZ<sub>1</sub> je napětí  $U_{O1} = 10$  až 11 V, dioda LED<sub>1</sub> proto nesvítí. Výstup OZ<sub>2</sub> je stále na nízké úrovni,  $U_{O2} = 2 \text{ V}$ , proto LED<sub>3</sub> nesvítí. Svítí pouze



Obr. 1. Zapojení pro kontrolu teploty (přerušované čáry – původní stav; v [1] špatné přiřazení vývodů 5 a 6)

LED<sub>2</sub>, která je připojena mezi 11 V a 2 V.

Pro  $T_C > 80^\circ\text{C}$  je  $U_K < U_B < U_A$ , výstupy obou komparátorů jsou na úrovni asi 11 V. Proto nesvítí LED<sub>1</sub> ani LED<sub>2</sub>, jsou připojeny mezi téměř stejnými potenciály. Svítí pouze LED<sub>3</sub>, případně spíná  $T_1$  (je-li připojen).

Pokud by byly vstupy OZ<sub>1</sub> a OZ<sub>2</sub> připojeny podle [1] – přerušované čáry – bylo by možné stejným postupem určit, že pro  $T_C < 50^\circ\text{C}$  svítí pouze LED<sub>1</sub>, pro  $50^\circ\text{C} < T_C < 80^\circ\text{C}$  svítí současně LED<sub>1</sub> a LED<sub>3</sub> (LED<sub>2</sub> namáhána v závěrném směru), pro  $T_C > 80^\circ\text{C}$  svítí LED<sub>3</sub>. Dioda LED<sub>2</sub> je tedy zbytečná, i když i nyní dovedeme rozoznat všechny stavy.

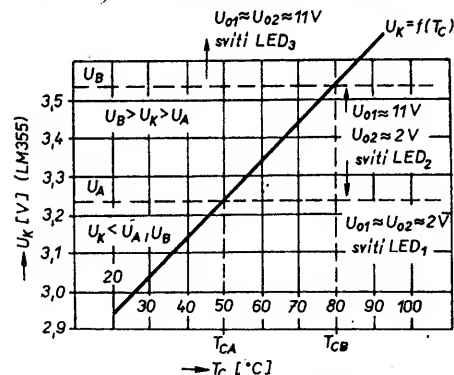
Zkontrolujeme odporové děliče. Pro  $P_2 = 0$  platí  $U_{Amax} = 12 \cdot 2,7 / (8,2 + 2,7) = 2,9725 \text{ V}$ . Pro  $P_2 = 500 \Omega$  je  $U_{Amin} = 12 \cdot 2,7 / (8,2 + 2,7 + 0,5) = 2,8421 \text{ V}$ .

Potenciometrem  $P_2$  lze proto nastavit rozsah teplot 24,25 až 11,21 °C, což plyne z rovností:  $2972,5 = (273 + T_{Cmax}) \cdot 10$ ,  $2842,1 = (273 + T_{Cmin}) \cdot 10$ ; pomocí  $P_1$  lze nastavit napětí 3,3684 V až 2,9725 V, což odpovídá teplotám 63,84 až 24,25 °C.

Je zřejmé, že uvedené odporové děliče neumožňují nastavit požadovaná napětí. Jde však o snadno řešitelný problém – například podle obr. 3. Snadno určíme, že  $U_{min} = 2,7227 \text{ V}$ . ( $T_{Cmin} = -0,73^\circ\text{C}$ ),  $U_s = 3,2269 \text{ V}$ . ( $T_{Cs} = 49,69^\circ\text{C}$ ) a  $U_{max} = 3,7311 \text{ V}$ . ( $T_{Cmax} = 100,1^\circ\text{C}$ ). Napájecí napětí musí být stabilizováno, protože jeho změny by

vedly i k změnám referenčních napětí  $U_A$  a  $U_B$ .

Nároky na operační zesilovače nejsou nijak zvláštní, stačí-li přesnost asi 1 °C. Vyhoví i operační zesilovač MA1458. Čidlo LM355 ovšem nelze na-



Obr. 2. Závislost napětí  $U_K$  IO LM355 na teplotě  $T_C$  [°C]

Zdíčky  $K_2$  a  $K_3$  z kontaktů relé A mohou být použity pro spuštění akustického poplašného signálu, napájeného z akumulátoru lodi, který indikuje vybočení z kursu. Tento obvod může být změnou nastavení potenciometru  $P_2$  nastaven pro spínání od 2,5 stupně odchylky až po 25 stupňů odchylky od správného kursu, neindikuje však, jaký směr má odchylka. Pokud je v provozu, brání v používání výstupu  $K_1$ .

Několik poznámek k použitým součástkám, případně možnosti dalších úprav. Potřeba stabilizace napájení pro obě sondy byla nezbytná, protože jejich výstupní signál se silně mění s protékajícím proudem. Jednoduchý zdroj s  $T_1$ ,  $R_1$ ,  $D_1$  a  $D_2$  plně vyhovuje, pokud zapojení používá vlastní zdroj napájení (tedy nikoli palubní baterii). Součástky

stabilizátoru musí být umístěny co nejblíže sondám.

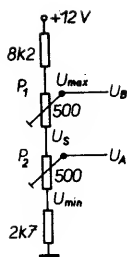
Odporů rezistorů  $R_2$  a  $R_3$  nastavují meze citlivosti jednotky, hodnoty uvedené ve schématu se ukázaly jako nejvhodnější. Zmenšení odporu rezistoru  $R_3$  zúží minimální šířku pásma tolerance, pokud je však toto zúžení příliš velké, jednotka se obtížně nastavuje a v praxi je téměř nemožné udržet loď ve vymezeném úzkém směru. Podobně je možné změnou  $R_2$  šířku tolerovaného pásma rozšířit.

Z popisu obvodu je zřejmé, že relé  $Re_B$  musí sepnout současně nebo dříve než relé  $Re_A$ . Toho je možné dosáhnout výběrem. Dioda  $D_3$  musí být germaniová, protože na ní vzniká menší úbytek napětí. Proud Hallových sondami byl nastaven asi na 15 mA, což

je proud, při němž se dosahuje potřebné citlivosti a dostatečně dlouhé doby života baterií. Sondy se upevňují na obvod kompasu, jejich vzájemná vzdálenost je 25 až 30 mm. Při jejich montáži a pájení je třeba postupovat opatrně, aby se nepoškodily.

Toto zapojení, které vtipně využívá slabého magnetického pole střelky kompasu, může sloužit jako inspirace. Pro podobnou funkci hlídání např. údaje měřicího ručkového přístroje by však bylo nutné použít jiný princip, snad optoelektronický, nebo komparátor.

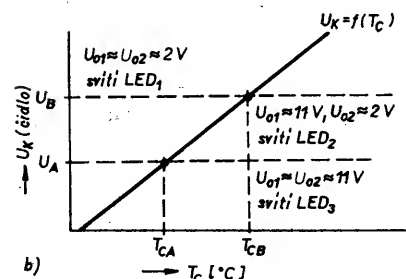
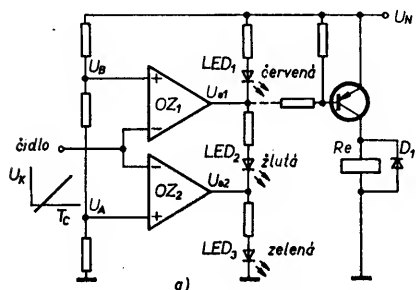
Practical Electronics 5/1976



Obr. 3. Možné zapojení děliče pro napětí  $U_A$  a  $U_B$

hrazovat libovolně. Musí jít o prvek, který bude mít při teplotě 25 °C napětí asi 3 V a jehož napětí se bude se zvyšující se teplotou zvětšovat – komparační úrovně se musí stanovit podle vlastností čidla.

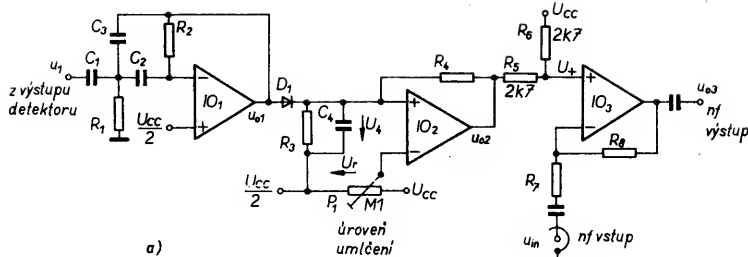
Jiná možná varianta řešení je na obr. 4a. Funkce je zřejmá z obr. 4b a lze ji objasnit postupem, který byl použit v předchozím textu. Je zřejmé, že stejným způsobem lze hlídat jakoukoliv fyzikální veličinu pomocí vhodného čidla „veličina-napětí“.



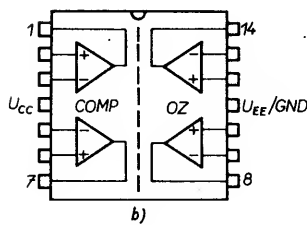
Obr. 4. a) Varianta s invertujícími komparátory; b) stav komparátorů a diod LED

## 2. Nízkofrekvenční umlčovač (v [1] obr. 8)

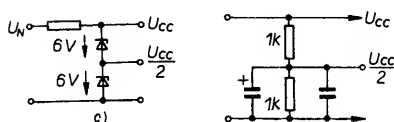
Opravené zapojení je na obr. 5a, zapojení obvodu MC3405 je na obr. 5b, možnosti vytvoření napětí  $U_{CC}/2$  jsou na obr. 5c, 5d, 5e. Integrovaný obvod MC3405 (plast) nebo MC3505 (keramika) obsahuje dva komparátory (výstup s otevřeným kolektorem) a dva operační zesilovače. Stejnoseměrné i dynamické vlastnosti komparátorů i zesilovačů jsou prakticky shodné s vlastnostmi ze-



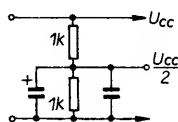
a)



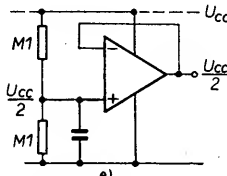
b)



c)



d)



e)

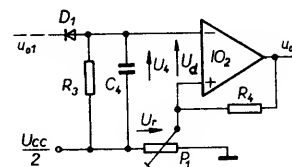
Obr. 5. a) Zapojení nf umlčovače s nesymetrickým napájením; b) zapojení IO MC3405; c), d), e) – různé způsoby vytvoření  $U_{CC}/2$

silovače MAA741 (MA1458). V původní verzi byl na místě  $IO_1$  a  $IO_3$  použit operační zesilovač, na místě  $IO_2$  byl použit komparátor. Použití operačního zesilovače na místě  $IO_2$  funkci nezmění.

Integrovaný obvod  $IO_1$  je „nastaven“ napětím  $U_{CC}/2$  na vstupu + do lineární pracovní oblasti i při nesymetrickém napájení a může pracovat jako invertující horní propust. Je-li přijímač naladěn na silnou stanici, je napětí  $u_1$  z detektoru malé (šum v oblasti nad 3 kHz), proto je malé i napětí  $u_{01}$ . Usměrněné napětí  $U_4$  je menší než napětí  $U_r$ . Proto platí, že  $u_{02} \leq 2V$ , lze snadno určit, že napětí  $U_+$  na děliči  $R_6, R_5$  je asi  $U_{CC}/2$ . Zesilovač  $IO_3$  je nastaven ve správné pracovní oblasti, platí  $u_{03}/u_{in} = -R_6/R_7$ , nf signál „prochází“.

Je-li přijímač naladěn mimo stanici nebo na slabou stanici, je napětí  $u_1$  dostatečné, usměrněné napětí  $U_4$  bude větší než napětí  $U_r$  a proto  $u_{02} \approx U_{CC}$ . Napětí  $U_+$  nabývá rovněž velikosti  $U_{CC}$ , zesilovač  $IO_3$  má výstup v kladné saturaci a není proto schopen zesilovat, nf signál neprochází. Rezistor  $R_4$  zavádí kladnou zpětnou vazbu (hysterezi) tak, aby se v oblasti napětí  $U_4 = U_r$  umlčovač opakovaně nezapínal a nevyplínal.

Jiná možnost je naznačena na obr. 6 (zbylé části shodné s obr. 5a).



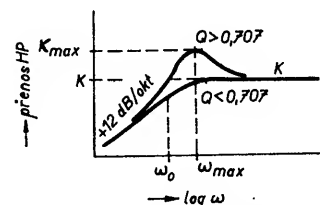
Obr. 6. Možná varianta zapojení  $IO_2$

Dioda  $D_1$  nyní usměrňuje „záporné části“ napětí  $u_{01}$ . Pro diferenční napětí  $U_d$  platí  $U_d = U_4 - U_r$ . Je-li  $u_{01}$  malé (přijímač naladěn), je  $U_4$  rovněž malé a  $U_d < 0$ , proto  $u_{02} \leq 2V$  a nf signál prochází přes  $IO_3$ . Je-li  $u_{01}$  velké (přijímač nenaladěn), je  $U_4$  velké, platí  $U_d > 0$  a proto  $u_{02} = U_{CC}$ , zesilovač  $IO_3$  je v kladné saturaci, nf signál neprochází.

Integrovaný obvod  $IO_1$  a jeho operační síť vytváří invertující horní propust 2. řádu. Platí-li  $C_1 = C_2 = C$ , lze určit, že  $\omega_0^2 = 1/(R_1 R_2 C C_3)$ ,  $1/Q = \sqrt{R_1/R_2} (2\sqrt{C/C_3} + \sqrt{C_3/C})$ ,  $K = C/C_3$ ;  $Q$  je činitel jakosti obvodu. Význam ostatních symbolů plyne z obr. 7. Přenos horní propusti není vhodné označovat symbolem  $A_0$ , aby se tato veličina nezměňovala se zesílením operačního zesilovače bez zpětné vazby. Kmitočet maximálního přenosu je určen vztahem  $\omega_{max} = \omega_0/\sqrt{1-2\xi^2}$ , maximální přenos je  $K_{max} = K/(2\xi\sqrt{1-\xi^2})$ . Platí  $\xi = 1/(2Q)$  – logaritmický dekrement útlumu. Je zřejmé, že  $\omega_{max}$  má smysl určovat pouze pro  $2\xi^2 < 1$ , tedy pro  $\xi < 0,707$ . Tomu odpovídá  $Q > 0,707$ .

Obvykle požadujeme  $\omega_0$ ,  $Q$  a  $K$ . V operační síti musíme určit čtyři součástky ( $C_1 = C_2 = C$ ) a k dispozici jsou pouze tři rovnice (pro  $\omega_0$ ,  $1/Q$  a  $K$ ). Proto se  $C$  volí a ze tří uvedených rovnic lze určit návrhové vztahy:  $C_3 = C/K$ ,  $R_1 = K/[\omega_0 Q C (2K+1)]$ ,  $R_2 = Q(2K+1)/(\omega_0 C)$ . Platí  $\omega_0 = 2\pi f_0$ .

Požadujeme například  $\omega_0 = 20\,000$  rad/s ( $f_0 = 3180$  Hz),  $K = 10$ ,  $Q = 1$ . Zvolíme  $C_1 = C_2 = 10$  nF. Snadno určíme  $C_3 = C/K = 1$  nF. Dále  $R_1 = 10/(2 \cdot 10^4 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 21) = 2,38$  kΩ a  $R_2 = 1.21/$



Obr. 7. Absolutní hodnota přenosu horní propusti 2. řádu

$(2.10^4 \cdot 10^{-9}) = 105 \text{ k}\Omega$ . Při této volbě bude  $\xi = 1/(2Q) = 0,5$ ,  $K_{\max} = 10/(2.0.5 \cdot \sqrt{1-0.5^2}) = 11,547$ ;  $\omega_{\max} = 2.10^4 / \sqrt{1-2.0.5^2} = 28\,283 \text{ rad/s}$ , tomu odpovídá  $f_{\max} = 4504 \text{ Hz}$ .

Celé zapojení podle obr. 5a s vytvořením napětí  $U_{CC}/2$  podle obr. 5e by zřejmě „zvládly“ i dva IO MA1458 (dva OZ v pouzdře) nebo jeden IO MAC4741 (MAE, MAB) – čtyři OZ v jednom pouzdře.

### 3. Modulátor pro klíčování kmitočtovým posuvem (v [1] obr. 11)

První dva OZ tvoří astabilní obvod, jehož princip je na obr. 8. OZ<sub>1</sub> tvoří „komparátor nuly“, OZ<sub>2</sub> je zapojen jako invertující integrátor. Během půl periody ( $T/2$ ) se napětí na kondenzátoru změní o  $2U_{IR}$ . Tomu odpovídá změna náboje  $\Delta Q = 2U_{IR}C$ . Tuto změnu „zajistí“ proud  $I_R$ , tedy  $\Delta Q = |I_R| \cdot T/2$ . Proto platí, že perioda kmitů je  $T = 4U_{IR}C / |I_R|$ , kde  $U_{IR} = U_0 R_1 / R_2$  je napětí  $U_1$ , při kterém se mění stav komparátoru ( $I_1 = -I_2$ ,  $U_+ = 0$ ). Aby se mohl OZ<sub>1</sub> překloupit, musí platit, že  $U_{IR}$  je menší než výstupní saturační napětí OZ<sub>2</sub> (více napětí „není“,  $U_s \approx U_{CC} - (1 \text{ až } 2 \text{ V})$ ). Z toho plyne podmínka  $R_2 > R_1 U_0 / U_s$ .

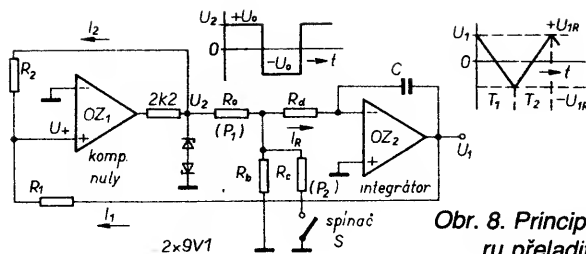
Při rozpojeném spínači S je absolutní hodnota proudu  $|I_R|$  dána vztahem  $|I_R| = U_0 / (R_a + R_d + R_a R_d / R_b)$ . Pro periodu kmitů platí  $T = 4(R_a + R_d + R_a R_d / R_b) C R_1 / R_2$ . Bude-li  $R_b = \infty$  a součet  $R_a + R_d$  označíme jako R, dostaneme běžně uváděný vztah  $T = 4RCR_1 / R_2$ .

Jestliže je spínač S sepnut, je perioda T určena formálně stejným vztahem; pouze nahradíme rezistor  $R_b$  rezistorem  $R_p$ , přičemž platí, že  $R_p = R_b R_c / (R_b + R_c)$  je paralelní kombinace rezistorů  $R_b$  a  $R_c$ .

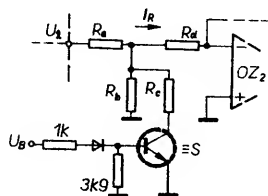
Pro  $U_0 = 9,1 + 0,7 = 9,8 \text{ V}$ ,  $R_d = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 10 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $R_b = 1 \text{ k}\Omega$  dostaneme při rozpojeném spínači S, že  $T = 2,67 \cdot 10^{-6}$ . ( $10^3 + 2R_d$ ). Kmitočtu  $f = 1300 \text{ Hz}$  odpovídá perioda  $T = 1/1300 = 7,69 \cdot 10^{-4} \text{ s}$ . Nyní už určíme požadovaný odpor  $R_a = 13,9 \text{ k}\Omega$ . Protože v [1] je  $R_a = P_1$  a  $P_{1\max} = 10 \text{ k}\Omega$ , nelze za ideálních poměrů  $f = 1300 \text{ Hz}$  vůbec nastavit.

Sepne-li spínač S a požadujeme  $f = 1130 \text{ Hz}$ , je  $T = 8,85 \cdot 10^{-4} \text{ s}$  a musí platit  $8,85 \cdot 10^{-4} = 2,67 \cdot 10^{-6} [10^3 + 13,9 \cdot 10^3 (1 + 10^3 / R_p)]$ ; odsud  $R_p = 760 \Omega$ . Protože  $R_b = 1 \text{ k}\Omega$  a  $R_p = R_b R_c / (R_b + R_c)$ , lze určit, že potřebné  $R_c = 3,166 \text{ k}\Omega$ .

Problém lze vysvětlit realizací spínače S – obr. 9. Jestliže je  $U_2 = +U_0$ , nevznikají problémy. Transistor  $T_1$  nevede pro  $U_b < 1,4 \text{ V}$  a vede pro  $U_b$  větší než asi  $2 \cdot V$ . Horší situace nastává pro  $U_2 = -U_0$  (obr. 8 – interval  $I_2$ ). Na kolektoru je záporné napětí a to je „nedobry“ stav. Jsou dvě základní možnosti:

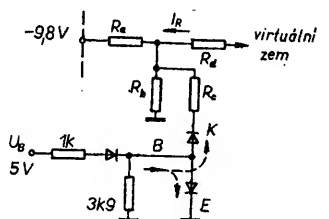


Obr. 8. Princip astabilního multivibrátoru přeladitelného spínačem S



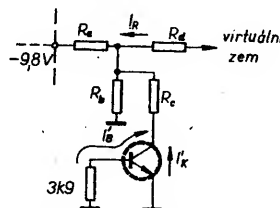
Obr. 9. Realizace spínače S podle [1]

a)  $U_b = 5 \text{ V}$  – situace je na obr. 10. Otevřeny jsou obě diody, báze – emitor i báze – kolektor, pokud je proud báze dostatečný (a něco zbude i na diodu B-E). Předpokládáme, že  $U_{BE} \approx U_{BK}$ . Potom se vytvoří na kolektoru K jakási virtuální nula a rezistor  $R_c$  je připojen téměř na nulový potenciál tak, jak si to při  $U_b = 5 \text{ V}$  přejeme. Ideální stav to však není.



Obr. 10. Náhradní schéma tranzistoru při  $U_b = 5 \text{ V}$

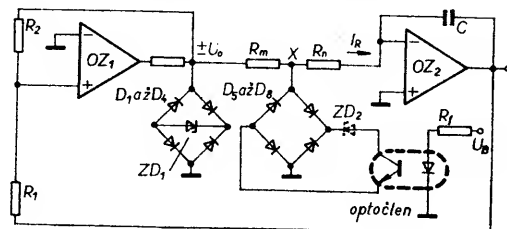
b)  $U_b = 0 \text{ V}$  – situace je na obr. 11. Zde dojde nutně k nežádoucímu otevření přechodu kolektor-báze. Transistorem protékají proudy  $I_B$ ,  $I_K$ , pracuje v inverzním režimu a paralelně k rezistoru  $R_b$



Obr. 11. Náhradní schéma pro  $U_b = 0 \text{ V}$

připojuje rezistor  $R_c$  plus odpor tranzistoru v inverzním režimu. Proto lze tvrdit, že pro napětí  $U_b = 0 \text{ V}$ , kdy požadujeme  $f = 1300 \text{ Hz}$ , nebudou intervaly  $T_1$  a  $T_2$  stejně dlouhé. V intervalu  $T_2$ , kdy je  $U_2 = -U_0$ , se k  $R_b$  paralelně připojuje další odpor,  $T_2 > T_1$ , a to vede k celkovému snížení kmitočtu proti ideálnímu stavu.

Možné řešení problému s neideálním spínačem je naznačeno na obr. 12. Diody  $D_5$  až  $D_8$  zajišťují správnou polaritu napětí na fototranzistoru. Platí  $U_0$

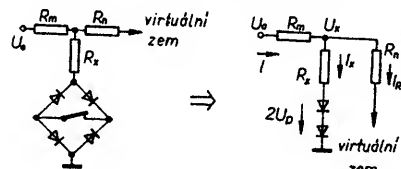


Obr. 12. Možné uspořádání s „bezkonfliktním“ spínačem

$= U_{ZD1} + 2U_D$  – diody  $D_1$  až  $D_4$  odstraní nutnost párovat dvě stabilizační diody. Pro  $U_b = 0$  fototranzistor nevede, platí  $|I_R| = U_0 / (R_m + R_n)$ ,  $U_{IR} = U_0 R_1 / R_2$  a proto  $T = 4(R_m + R_n) C R_1 / R_2$ .

Při sepnutí fototranzistoru se  $U_{IR}$  nemění. Je-li v bodě X stabilizováno napětí  $U_X$ , bude proud  $|I_R| = U_X / R_n$  a  $T = 4R_n C (R_1 / R_2) (U_0 / U_X)$ . Při zařazení diody  $ZD_2$  je  $U_X = U_{ZD2} + 2U_D$ ; není-li dioda zařazená, je  $U_X = 2U_D$ . Aby se perioda prodloužila, musí platit  $U_0 / (R_m + R_n) > U_X / R_n$ .

Lze zařadit i rezistor  $R_X$  podle obr. 13.



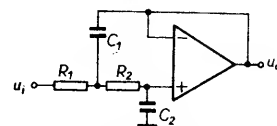
Obr. 13. Stav při sepnutém fototranzistoru

Platí:

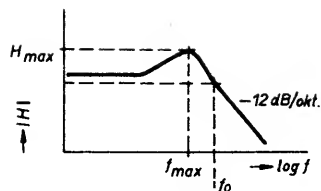
$$|I_R| = \frac{(U_0 + 2U_D R_m / R_X) / (R_m + R_n + R_m R_n / R_X)}{R_n} \quad \text{Potom lze určit } T = 4(R_m + R_n + R_m R_n / R_X) C (R_1 / R_2) [U_0 / (U_0 + 2U_D R_m / R_X)]$$

Napětí  $U_1$  (obr. 8) trojúhelníkovitého průběhu je vedeno na dva kaskádně řazené operační zesilovače OZ<sub>3</sub>, OZ<sub>4</sub>. Oba mají prakticky stejnou operační síť podle obr. 14. Přenos zapojení na obr. 14 je

$$u_o / u_i = \omega^2 o / [p^2 + p / (C_1 R_f) + \omega_0^2], \quad \text{kde } \omega_0^2 = 1 / (C_1 C_2 R_1 R_2), \quad 1 / R_f = 1 / R_1 + 1 / R_2, \quad p = j\omega.$$



Obr. 14. Dolní propust 2. řádu s neinvertujícím zesilovačem



Obr. 15. Přenos dolní propusti

Srovnáním s normovaným polynomem 2. řádu  $p^2 + p \omega_0/Q + \omega_0^2$  zjistíme, že  $Q = \omega_0 C_1 R_1$ . Pro logaritmický dekrement útlumu platí  $\xi = 1/(2Q)$ . Nyní můžeme určit (podobně jako u horní propusti), že maximální přenos  $H_{\max} = 1/(2\xi\sqrt{1-\xi^2})$  je na kmitočtu  $f_{\max} = f_0 \sqrt{1-2\xi^2}$ . Situace je znázorněna na obr. 15. I zde má smysl hovořit o  $f_{\max}$  pouze pro  $\xi < 0,707$ , tedy  $Q > 0,707$ .

Pro filtr označený v [1] jako „1100“ je  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 10 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 1 \text{ nF}$ . Z toho  $\omega_0^2 = 10^8 \text{ (rad/s)}^2$ ,  $\omega_0 = 10^4 \text{ rad/s}$ ,  $f_0 = 1591 \text{ Hz}$ ,  $Q = 0,909$ ,  $\xi = 0,55$ ,  $H_{\max} = 1,089$ ,  $f_{\max} = 999,9 \text{ Hz}$ .

Pro filtr označený v [1] jako „1300“ je  $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 91 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 10 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 1 \text{ nF}$ ; proto  $\omega_0^2 = 0,916 \cdot 10^8 \text{ (rad/s)}^2$ ,  $\omega_0 = 0,957 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$ ,  $f_0 = 1523 \text{ Hz}$ ,  $Q = 1,014$ ,  $\xi = 0,493$ ,  $H_{\max} = 1,166$  a  $f_{\max} = 1092 \text{ Hz}$ .

Pokud si uvědomíme, že  $p = j\omega$  a  $p^2 = -\omega^2$ , lze pro kaskádně řazené filtry „1100“ a „1300“ určit absolutní hodnotu celkového přenosu

$$|H_c(\omega)| = \frac{10^8}{|- \omega^2 + j1,1 \cdot \omega \cdot 10^4 + 10^8|} \cdot \frac{0,916 \cdot 10^8}{|- \omega^2 + j0,986 \cdot \omega \cdot 0,957 \cdot 10^4 + 0,916 \cdot 10^8|} = \frac{1}{|1 - (\omega \cdot 10^{-4})^2 + j1,1 \cdot \omega \cdot 10^{-4}|} \cdot \frac{1}{|1 - 1,092(\omega \cdot 10^{-4})^2 + j1,03 \cdot \omega \cdot 10^{-4}|}$$

Pro  $f = 0$  je  $\omega = 0$  a  $|H_c(0)| = 1$ . Pro  $f = 500 \text{ Hz}$  je  $\omega = 2\pi f = 3141 \text{ rad/s}$  a  $|H_c(500 \text{ Hz})| = 1/|0,9013 + j0,3456| = 1/|0,8922 + j0,3236| = 1,036 \cdot 1,054 = 1,091$ . Analogicky dostaneme:  $|H_c(1000 \text{ Hz})| = 1,264$ ;  $|H_c(1800 \text{ Hz})| = 0,637$ ;  $|H_c(3000 \text{ Hz})| = 0,0875$ ;  $|H_c(5000 \text{ Hz})| = 0,0102$ . Je zřejmé, že pro  $\omega \gg 10^4$  už přibližně platí

$$|H_c(\omega)| \approx 1/(\omega \cdot 10^{-4})^2 \cdot 1/[1,092 \cdot (\omega \cdot 10^{-4})^2] = 0,916 \cdot (10^4/\omega)^4$$

Znamená to, že při zvýšení kmitočtu o oktávu (z  $\omega_1$  na  $2\omega_1$ ) se zmenší přenos filtru o 24 dB, jako to i přísluší dolní propusti 4. řádu, kterou popsaná kaskáda tvoří.

Blokové schéma celého zapojení je na obr. 16. Harmonickou (spektrální)

analýzou signálu trojúhelníkovitého průběhu [2] lze určit, že 1. harmonická má amplitudu  $A_1 = 8U_{IR}/\pi^2 = 0,8106 U_{IR}$ . Sudé harmonické složky jsou nulové. Amplitudy lichých harmonických příslušných ke kmitočtům  $m f$  ( $m = 1, 3, 5, 7, \dots$ ) lze určit pomocí vztahu  $A_m = 8U_{IR}/(\pi^2 m^2) = A_1/m^2$ . Proto 3. harmonická „trojúhelníka“ je 1/9 první harmonické; 5. harmonická je 1/25 první harmonické.

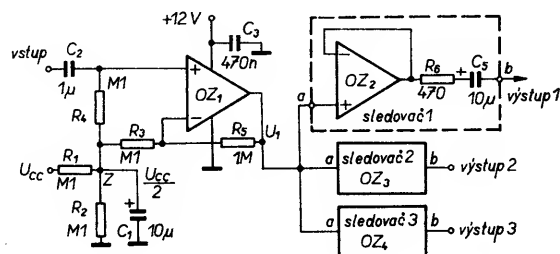
Za uvedených poměrů a při ideálním spínači S v astabilním obvodu projde 1. harmonická přes filtr bez útlumu (pro 1130 Hz i 1300 Hz; bude platit až pro 1. harmonickou do 1450 Hz). Při  $f = 1130 \text{ Hz}$  je  $3f = 3390 \text{ Hz}$ , zde má filtr přenos asi 0,045. Znamená to, že ve výstupní sinusovce bude 3. harmonická dále potlačena a celkové potlačení 3. harmonické složky ve výstupním signálu lze vyjádřit číslem  $9/0,045 = 200$ . Při  $f = 1300 \text{ Hz}$  je  $3f = 3900 \text{ Hz}$ , přenos filtru je asi 0,03 a potlačení 3. harmonické proti 1. harmonické složce na výstupu filtru je  $9/0,03 = 300$ .

Pokud spínač S není ideální a intervaly  $T_1$  a  $T_2$  nejsou shodné, vyskytují se i sudé harmonické složky – tedy kmitočty 2260 Hz nebo 2600 Hz. Zde je přenos filtru podstatně větší než 0,045 a výstupní sinusovka bude mít mnohem větší zkresení.

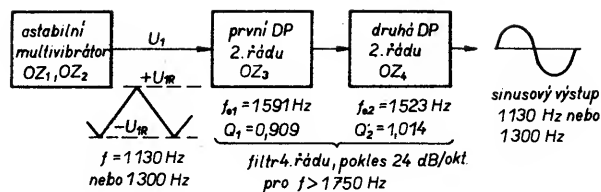
Pro požadavky plynoucí z textu určitě vyhoví čtyřnásobný operační zesilovač typu MAA741 (MAE, MAB).

#### 4. Budič pro několik zesilovačů (v [1] obr. 15)

Schéma s nesymetrickým napájecím napětím je na obr. 17. Dělič  $R_1, R_2$  tvoří pomocné napětí  $U_{CC}/2$ . Elektrolytický kondenzátor  $C_1$  zajišťuje nulovou impedanci bodu Z pro střídavé signály. Díky rezistoru  $R_4$  je i na vstupu +  $OZ_1$  napětí  $U_{CC}/2$  a proto je i na výstupu stejnosměrné napětí  $U_1 = U_{CC}/2$ . Stejná úvaha platí i pro  $OZ_2$  až  $OZ_4$ , které mají na vstupech + rovněž napětí  $U_{CC}/2$ . Proto je vhodné na výstupu zapojit oddělovací kondenzátor  $C_5$ .



Obr. 17. Budič pro několik zesilovačů nf



Obr. 16. Blokové schéma zapojení podle obr. 11 v [1]

Vstupní odpor zapojení pro střídavý signál je určen rezistorem  $R_4$ .  $OZ_1$  s rezistory  $R_5$  a  $R_3$  tvoří neinvertní zesilovač se zesilením  $A_{u1} = 1 + R_5/R_3 = 11$ ,  $OZ_2$  až  $OZ_4$  tvoří napěťové sledovače se zesilením 1.

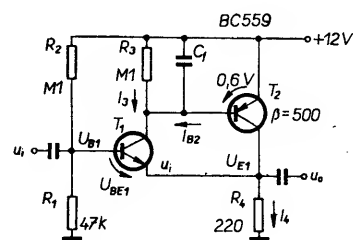
Vzhledem k tomu, že většina současných zesilovačů odolává trvalému zkratu ne výstupu, zajišťuje rezistor  $R_6$  spíše výstupní odpor 470  $\Omega$ , případně ochrání operační zesilovač před přepětovými špičkami (omezí proud), které by se mohly objevovat na výstupech, pokud je připojeno delší vedení k následujícím stupňům.

V zapojení lze použít dva dvojitě operační zesilovače MAE412.

#### Oddělovací zesilovač s malou výstupní impedancí (v [1] obr. 17)

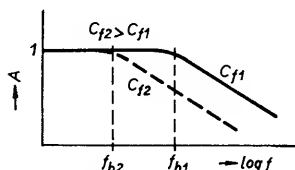
Základní zapojení je na obr. 18. Na bázi  $T_1$  je stejnosměrné napětí  $U_{B1} = 12R_1/(R_1 + R_2) = 12,47/147 = 3,837 \text{ V}$ . Na výstupu je stejnosměrné napětí  $U_{E1} = U_{B1} - U_{BE1} \approx 3,837 - 0,6 = 3,237 \text{ V}$ . Tranzistorem  $T_2$  protéká proud  $I_4 = U_{E1}/R_4 = 14,7 \text{ mA}$ . Tranzistor  $T_2$  nemá právě optimální pracovní bod. Zejména jsou-li přiváděny signály s větší amplitudou – hrozí nebezpečí jednostranné limitace. Vhodnější proto bude volit například  $R_1 = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ . Potom  $U_{B1} = 6 \text{ V}$  a  $U_{E1} = 5,4 \text{ V}$ . Zapojíme-li nyní  $R_4 = 470 \Omega$ , je  $I_4 = 11,5 \text{ mA}$ .

Pro „vnitřní“ emitorový odpor  $r_e$  tranzistoru přibližně platí  $r_e = U_T/I_E$ , kde  $U_T$



Obr. 18. Oddělovací zesilovač s malou výstupní impedancí

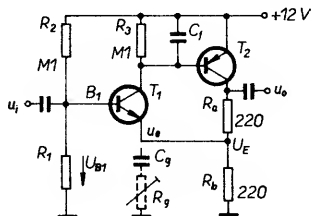
$= kT_K/q$  je teplotní napětí;  $k$  je Boltzmannova konstanta ( $1,3805 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ );  $q$  je náboj elektronu ( $1,6021 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ ) a  $T_K$  je teplota ve stupních K. Pro  $T_K = 298 \text{ K}$  ( $25^\circ \text{C}$ ) je  $U_T = 26 \text{ mV}$ . Při  $I_4 = 11,5 \text{ mA}$  lze pro  $T_2$  určit  $r_{e2} = 26 \cdot 10^{-3} / (11,5 \cdot 10^{-3}) = 2,26 \Omega$ . Vstupní odpor tranzistoru je přibližně  $R_{in2} = r_{e2} \cdot \beta = 1,13 \text{ k}\Omega$ . Kondenzátor  $C_1$  tvoří s  $R_{in2}$  časovou konstantu  $\tau = C_1 R_{in2}$ . Tomu odpovídá horní kmitočet  $\omega_h = 1/\tau$ , tedy  $f_h = \omega/(2\pi) = 1/(2\pi C_1 R_{in2})$ . Nad tímto kmitočtem začíná  $C_1$  významným způsobem přemostňovat  $R_{in2}$ , zesílení se zmenšuje. Při zvětšování  $C_1$  se snižuje  $f_h$  – obr. 19, kondenzátor  $1 \text{ nF}$  šířku pásma omezuje. Za uvedených poměrů je  $f_h = 1/(6,28 \cdot 10^{-9} \cdot 1,13 \cdot 10^3) = 141 \text{ kHz}$  (orientační výpočet).



Obr. 19. Kvalitativní vliv  $C_1$  na přenos zesilovače podle obr. 18

Při  $I_4 = 11,5 \text{ mA}$  je bázeový proud  $I_{B2}$  tranzistoru  $T_2$   $11,5 \text{ mA}/500 = 23 \mu\text{A}$ . Tento proud protéká kolektorem  $T_1$ . Kolektorem  $T_1$  protéká i proud  $I_3 \approx 0,6 \text{ V}/100 \text{ k}\Omega = 6 \mu\text{A}$ . Celkový proud emitem  $T_1$  proto bude  $23 + 6 = 29 \mu\text{A}$ . Emitorový odpor  $T_1$  je  $r_{e1} = 26 \cdot 10^{-3} / 29 \cdot 10^{-6} = 0,897 \text{ k}\Omega$ . Znamená to, že ( $R_{in2} \ll R_3$ ) zesílení  $T_1$  je asi  $|A_{T1}| \approx \beta = R_{in2}/r_{e1} = 1,13/0,897 = 1,26$ . Vstupní odpor  $R_{in2}$  je za uvedených poměrů jen o málo větší než  $r_{e1}$ . Tranzistor  $T_2$  může „vytvořit“ zesílení (bez uvažování zpětné vazby)  $|A_{T2}| \approx \beta R_4/r_{e2} = 470/2,26 = 208$ . Celkové zesílení  $A_0$  bez zpětné vazby lze teď odhadnout podle vztahu  $A_0 \approx |A_{T1}| \cdot |A_{T2}| = 1,26 \cdot 208 = 262$ . Výstupní odpor  $R_o$  zesilovače bez zpětné vazby by byl roven odporu rezistoru  $R_4$ . Je-li zavedena napěťová záporná zpětná vazba, platí přibližně  $R_o = R_4/(A_0/A_{ZV}) = A_{ZV} R_4/A_0$ ,  $A_{ZV}$  je zesílení zesilovače se zpětnou vazbou. Na obr. 18 je  $A_{ZV} = 1$ , proto  $R_o = 470/262 = 1,79 \Omega$ .

Budeme-li požadovat jiné zesílení než 1, musíme použít zapojení na obr. 20. Požadujeme-li stejnosměrné napětí (na výstupu)  $U_{oss} = 6 \text{ V}$ , musí platit  $U_E = 6 R_b/(R_a + R_b) = 3 \text{ V}$  (při dané volbě  $R_a$

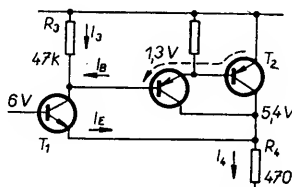


Obr. 20. Zapojení pro zesílení větší než 1

$= R_b$ ). Potom  $U_{B1} = U_E + 0,6 \text{ V} = 3,6 \text{ V}$ . Musí platit  $12 R_1/(R_1 + R_2) = 3,6 \text{ V}$ , odsud určíme  $R_1 = 42,86 \text{ k}\Omega$ . Proud protékající tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  jsou obdobné jako v předchozím případě, budeme proto uvažovat  $A_0 \approx 250$ .

Ze střídavého hlediska musí platit  $u_e = u_i$ . Současně  $u_e = u_o R_b/(R_a + R_b)$ . Odsud lze určit, že  $A_{ZV} = u_o/u_i = 1 + R_a/R_b$ . Pro  $R_a/R_b = 1$  je  $A_{ZV} = 2$ , výstupní odpor  $R_o \approx 2 \cdot 440/250 = 3,52 \Omega$ . Plynuje lze měnit zesílení pro střídavé signály, zapojíme-li rezistor  $R_9$  (přes kondenzátor  $C_9$ ). Časovou konstantu  $C_9 R_9$  musíme volit dostatečně velkou, aby nebyly potlačeny signály nízkých kmitočtů. Pro střídavé signály bude platit  $A_{ZV} = 1 + R_a/(R_b R_9/(R_b + R_9))$ . Úměrně růstu  $A_{ZV}$  se bude zvětšovat i výstupní odpor  $R_o$ . Stejnoseměrné poměry se připojením  $C_9$ ,  $R_9$  nemění.

Zesílení  $A_0$  lze zvětšit například použitím Darlingtonova zapojení na místě  $T_2$  – obr. 21. Platí  $I_4 = 5,4/470 = 11,5 \text{ mA}$ , proto i teď  $r_{e2} = 26 \text{ mV}/11,5 \text{ mA} = 2,26 \Omega$ ,  $|A_{T2}| = 470/2,26 = 208$ .

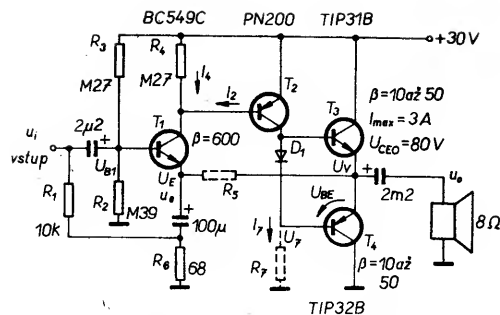


Obr. 21. Zapojení Darlingtonovy dvojice tranzistorů

Ekvivalentní proudový zesilovací činitel  $\beta_e$  tranzistorů v Darlingtonově zapojení odhadneme na 5000. Potom je vstupní odpor  $T_2$  přibližně  $5000 \cdot 2,26 = 11,3 \text{ k}\Omega$ . Proud báze  $I_B$  bude pouze  $11,5 \text{ mA}/5000 = 2,3 \mu\text{A}$ . Aby i nyní protékal emitem tranzistoru  $T_1$  proud asi  $29 \mu\text{A}$ , musí platit  $1,3 \text{ V}/R_3 + 2,3 \mu\text{A} = 29 \mu\text{A}$ . Odsud  $R_3 = 1,3 \text{ V}/26,7 \mu\text{A} = 48,7 \text{ k}\Omega$ , volíme  $47 \text{ k}\Omega$ . Emitorový odpor  $r_{e1}$  bude stejný jako v předchozím případě – asi  $0,9 \text{ k}\Omega$ . Jiné jsou ovšem poměry v kolektoru  $T_1$ ; paralelně řazené  $R_3$  a  $R_{in2}$  nyní představují kolektorový odpor  $11,3 \cdot 47/(11,3 + 47) = 9,11 \text{ k}\Omega$ . Zesílení  $A_{T1} \approx 9,11/0,9 \approx 10$ . Pro celý zesilovač lze nyní odhadnout, že  $A_0 \approx 10 \cdot 208 = 2080$ .

## 6. Nf zesilovač o výkonu 10 W (v [1] obr. 26)

Na obr. 22 je schéma zesilovače tak, jak je uvedeno v [1]. Pokud není doplněn rezistor  $R_7$ , nelze nikdy otevřít tranzistor  $T_4$ . Pokud není doplněn rezistor  $R_5$ , bude zesílení zesilovače rovno jedné. Význam  $R_1$  se nepodařilo věrohodně zdůvodnit. Pro střídavý signál se prakticky neuplatňuje, protože  $u_e \approx u_i$ , proud jím protékající je zanedbatelný (bootstrap). Snad zajišťuje vybíjení a nabíjení kondenzátoru  $2,2 \mu\text{F}$  na vstu-

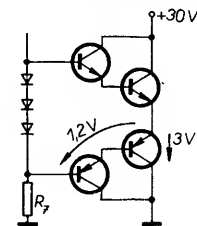


Obr. 22. Zapojení zesilovače 10 W podle [1] –  $R_5$ ,  $R_7$  doplněny

Co platí? Platí, že  $U_{B1} = 30,390/(270 + 390) = 17,7 \text{ V}$ . Dále  $U_E \approx U_{B1} - 0,6 \text{ V} = 17,1 \text{ V}$ ;  $I_4 \approx 0,6 \text{ V}/0,27 \text{ M}\Omega = 2,2 \mu\text{A}$ . Tento proud příliš neovlivní velikost stejnosměrného napětí  $U_V \approx 17,1 \text{ V}$ . Záleží ovšem ještě na velikosti bázeového proudu  $I_2$ .

Pro střídavý signál platí  $u_e \approx u_i$  a současně  $u_e = u_o R_6/(R_5 + R_6)$ . Snadno určíme, že  $u_o/u_i = 1 + R_5/R_6$ .

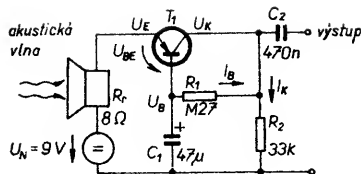
Předpokládáme, že výstupní výkon  $P_o = 10 \text{ W}$ . Platí  $P_o = U_{oef}^2/R_L$ , odsud určíme  $U_{oef} = \sqrt{P_o R_L} = \sqrt{80} = 8,94 \text{ V}$ . Tomu odpovídá amplituda  $U_{o\max} = 8,94 \cdot \sqrt{2} = 12,64 \text{ V}$  a maximální výstupní proud je  $I_{o\max} = 12,64/8 = 1,58 \text{ A}$ . Předpokládáme, že proudový zesilovací činitel  $\beta$  koncových tranzistorů je 30. Potom  $I_{B\max} = 1,58/30 = 52,7 \text{ mA}$ . Jestliže má být úbytek napětí na tranzistoru  $T_4$  menší než  $3 \text{ V}$ , musí proud  $I_{B\max}$  protéci rezistorem  $R_7$  a musí platit  $R_7 I_{B\max} + 0,7 \text{ V} \leq 3 \text{ V}$ ,  $T_2$  musí být prakticky zcela zavřen. Nyní určíme, že  $R_7 \leq (3 - 0,7)/I_{B\max} = 43,6 \Omega$ . A to je nesmyslné. V klidovém stavu při  $U_V = 17,1 \text{ V}$  je totiž  $U_T = U_V - 0,5 \text{ V} = 16,6 \text{ V}$  a rezistorem  $R_7$  (a tedy i přes  $T_2$ ) by protékal klidový proud  $I_T = 16,6/43,6 = 0,38 \text{ A}$ . Pro výstupní výkon  $P_o = 10 \text{ W}$  bychom museli zařadit místo  $T_3$  a  $T_4$  Darlingtonovy dvojice tranzistorů s proudovým zesilovacím činitelem alespoň 1000 (obr. 23). Diodu  $D_1$  bude



Obr. 23. Zapojení Darlingtonovy dvojice tranzistorů

nutno nahradit několika diodami nebo se musí jiným způsobem zajistit vhodné předpětí. Pro  $\beta = 1000$  bude  $I_{B\max} = 1,58/1000 = 1,58 \text{ mA}$ .

Pro úbytek  $3 \text{ V}$  na  $T_4$  nyní bude platit  $R_7 = (3 - 1,2)/I_{B\max} = 1,8/1,58 \text{ mA}$



Obr. 24. Repoduktor jako mikrofon ( $T_1$  – BC559,  $\beta \approx 500$ )

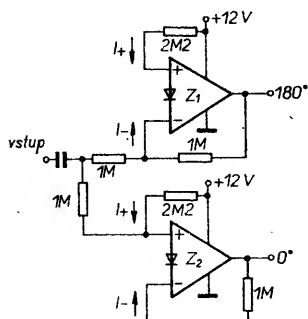
$= 1,14 \text{ k}\Omega$ . Tomu odpovídá klidový proud  $I_7 \approx 16/1,14 \text{ k}\Omega = 14 \text{ mA}$ . Proto bude i bázový proud  $I_2$  tranzistoru  $T_2$  „rozumnější“.

## 7. Repoduktor jako mikrofon (v [1] obr. 28)

Zapojení je na obr. 24. Platí:  $U_B = U_E - U_{BE}$ ,  $I_B = (U_B - U_K)/R_1$ ,  $I_K = U_K/R_2$  (pro  $\beta \gg 1$ ),  $I_K = \beta I_B$ . Odsud lze určit ( $U_E = U_N$ ) po úpravách  $U_K = (U_N - U_{BE}) R_2 / (R_1 + \beta R_2)$ . Pro  $\beta = 500$  a uvedené poměry je  $U_K = 8,268 \text{ V}$ , mezi kolektorem a emitorem je úbytek napětí pouze  $0,732 \text{ V}$ . Platí  $I_K = 8,268/33 \text{ k}\Omega = 0,25 \text{ mA}$ . Emitorový odpor  $T_1$  je  $r_{e1} = 26 \text{ mV}/0,25 \text{ mA} = 103,8 \Omega$ . Zesílení  $A_u$  je dáno přibližným vztahem  $A_u = -R_2/(r_{e1} + R_1) = -33 \cdot 10^{-3}/111,8 = -295,2$ . Chceme-li nastavit  $U_K = U_N/2$ , lze z uvedeného vztahu určit, že musí platit  $R_1 = \beta R_2(1 - 2U_{BE}/U_N)$ . Potom  $I_K = U_N/(2R_2)$ ,  $r_{e1} = 26 \cdot 10^{-3}/I_K = 52 \cdot 10^{-3} R_2/U_N$ . Zesílení zesilovače při  $U_K = U_N/2$  je  $A_u = -R_2/(r_{e1} + R_1) = -U_N/(52 \cdot 10^{-3} + U_N R_1/R_2)$ .

## 8. Fázový invertor s operačními zesilovači (v [1] obr. 29)

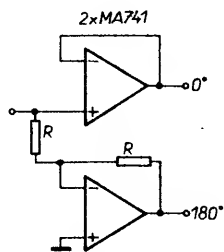
Zapojení s Nortonovými zesilovači (např. LM3900) je na obr. 25. Operační (napěťové) zesilovače 741 (jak je tomu v [1]) jsou v zapojení na obr. 25 nepoužitelné; oba zesilovače 741 by byly v kladné saturaci. Nortonův zesilovač (řízený proudem) představuje odlišný typ zesilovače. V literatuře musíme vždy pečlivě rozlišovat, jaký typ zesilovače je vlastně použit. Každé neobvyklé uspořádání musí být podezřelá a zkoumáno.



Obr. 25. Fázový invertor s Nortonovými zesilovači (např. LM3900)

Podrobný rozbor problému je například v [3]. Omlouvám se za nakupení slova zesilovač, ale nějak to bez něj nešlo.

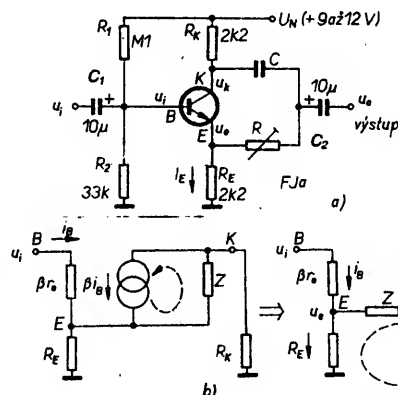
$Z_1$  tvoří invertující strukturu se zesílením  $-1$ ,  $Z_2$  tvoří neinvertující zapojení se zesílením  $+1$ . Fázový invertor s napěťovými zesilovači je na obr. 26 (jedna z variant).



Obr. 26. Fázový invertor s napěťovými operačními zesilovači

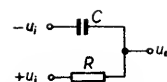
## 9. Fázovací jednotka (v [1] obr. 35)

Fázovací jednotka podle [1] je na obr. 27a. Výstupní odpor emitoru  $r_e \approx 26 \text{ mV}/I_E$  ( $I_E$  je ss proud emitem). Výstupní odpor v kolektoru je  $R_K$ , pokud je zátěž připojena proti zemi. Neplatí to však pro impedanci  $Z$ , připojenou mezi kolektor a emitor. V náhradním modelu na obr. 27b jsou použity pouze dva parametry  $h$  tranzistoru,  $h_{21} = \beta$  a  $h_{11} = \beta r_e$ . Kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  musí mít



Obr. 27. a) Fázovací jednotka  $FJ_a$  (v [1]  $R \leq 2 \text{ k}\Omega$ ); b) signálový model

tak velkou kapacitu (5 až  $10 \mu\text{F}$ ), že se jejich impedance v uvažovaném pásmu kmitočtů neuplatní. Zdroj proudu  $\beta I_B$  s paralelně řazenou impedancí  $Z$  lze nahradit zdrojem napětí  $\beta I_B Z$  a sériově řazenou impedancí  $Z$  (Théveninův teorem). Pro  $\beta \gg 1$  bude rezistorem  $R_E$  i  $R_K$  protékat stejný proud. Proto pro  $R_K = R_E$  bude vždy platit  $U_K = -U_E$ . Pro  $1/(\omega C) \gg R$ , tedy pro  $\omega CR \ll 1$ , lze  $Z$  zanedbat a odvodit, že  $U_o = -U_K \approx U_i/(1 + r_e/R_E)$ . Pro  $1/(\omega C) \ll R$  ( $\omega CR \gg 1$ ) lze uvažovat  $Z = R$  a určit, že  $U_o = -U_K \approx U_i/(1 + 2r_e/R + r_e/R_E)$ . Nemá-li se projevit velká změna přenosu pro malé a velké  $\omega$ , musí platit alespoň  $R > R_o$ . Stanovovat podmínku pro  $r_e$  a  $R_E = R_K$  není nutné. Uvažujeme

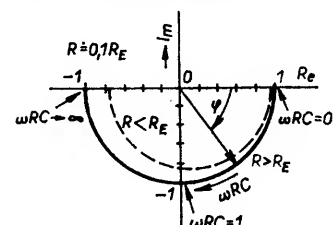


Obr. 28. Náhradní schéma pro výpočet  $U_o$

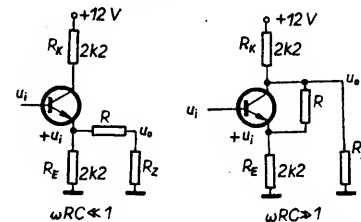
například, že stejnoseměrné napětí  $U_E = U_N/3$ . Potom  $I_E = U_N/(3R_E)$  a  $r_e = 26 \text{ mV}/I_E = (26 \text{ mV}/U_N) \cdot (3R_E)$ . Platí proto, že při uvedené volbě  $U_E$  bude vždy  $r_e/R_E = 3 \cdot 26 \text{ mV}/U_N$ .

Zanedbáme-li odpor  $r_e$ , lze nakreslit náhradní schéma na obr. 28, ze kterého lze odvodit, že  $U_o/U_i = (1 - j\omega CR)/(1 + j\omega CR) = [1 - (\omega CR)^2 - j2\omega CR]/[1 + (\omega CR)^2]$ . Absolutní hodnota přenosu je stále rovna jedné, fáze je určena vztahem

$\varphi = -2 \arctg(\omega CR)$ . Pro  $\omega CR = 0$  je  $\varphi = 0$ , pro  $\omega CR = 1$  je  $\varphi = -90^\circ$ , pro  $\omega CR = \infty$  je  $\varphi = -180^\circ$ . Znázornění přenosu v komplexní rovině je na obr. 29, přerušovanou čarou je vyznačen kvalitativní vliv odporu  $R$ , je-li už poměr  $r_e/R$  významný.



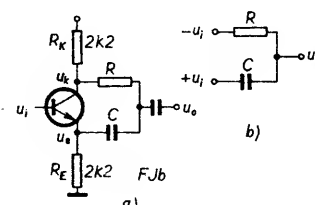
Obr. 29. Přenos obvodu na obr. 27a v komplexní rovině



Obr. 30. Náhradní schéma s připojenou zátěží

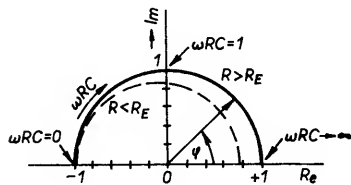
Situace při připojení zatěžovacího odporu  $R_Z$  je na obr. 30 pro  $\omega RC \ll 1$  a  $\omega RC \gg 1$ . Pro  $\omega RC \ll 1$  platí  $U_o \approx U_i R_Z / (R_K + R_Z)$ . Je zřejmé, že musí platit  $R_Z \gg R_K$  i  $R_Z \gg R$ , aby nedošlo k další „deformaci“ přenosu fázovací jednotky proti ideálu ( $R > R_E$ ) na obr. 29.

„Doplňková“ fázovací jednotka  $FJ_b$  je na obr. 31a. I zde platí (bez zátěže  $R_Z$ )



Obr. 31. a) Fázovací jednotka  $FJ_b$  a její náhradní schéma (b)

náhradní model podle obr. 27b pro určení  $u_e$  a platí i stejné závěry. Neuvažujeme-li  $r_e$ , platí náhradní schéma na obr. 31b a lze odvodit, že  $u_o/u_i = (j\omega CR - 1)/[(j\omega CR + 1) + ((\omega CR)^2 - 1 + 2j\omega CR)/((\omega CR)^2 + 1)]$ ,  $\varphi = 2\arctg(1/\omega CR)$ . Pro  $\omega CR = 0$  je  $\varphi = 180^\circ$ , pro  $\omega CR = 1$  je  $\varphi = +90^\circ$  a pro  $\omega CR = \infty$  je  $\varphi = 0^\circ$ . Znázornění přenosu v komplexní rovině je na obr. 32.



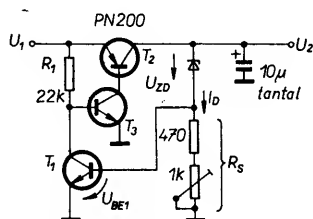
Obr. 32. Přenos obvodu z obr. 31a v komplexní rovině

Zatěžovací odpor  $R_z$  zde musí splňovat „přísnější“ podmínku  $R_z \gg R_K + R$ . Pro  $\omega RC \ll 1$  se totiž uplatní současně vliv  $R$  i  $R_K$ . Zato pro  $\omega RC \gg 1$  se uplatní pouze odpor  $r_e$  emitoru tranzistoru.

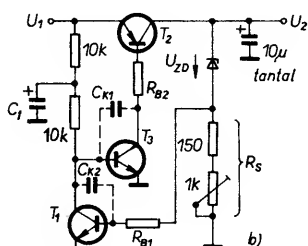
Fázovací jednotky s operačními zesilovači jsou popsány např. v [4], [5]. Přenosové vlastnosti jsou stejné jako u zde popsaných obvodů s tím, že není nutné „hlídat“ výstupní odpory, tedy ani zatěžovací impedance. Uvedeny jsou i základní aplikace.

## 10. Stabilizátory pro obvody s bateriovým napájecím napětím (v [1] obr. 73)

Stabilizátor s malým pracovním úbytkem mezi vstupem a výstupem je na obr. 33. Záleží vlastně jen na saturačním napětí tranzistoru  $T_2$ . Pro výstupní napětí  $U_2$  platí:  $U_2 = U_{ZD} + U_{BE1}$ . Změnou odporu  $R_s$  pouze nastavujeme proud  $I_D$  stabilizační diody na  $I_D = U_{BE1}/R_s \approx 0,6 \text{ V}/R_s$ . Se změnou  $I_D$  souvisí i malé změny  $U_{ZD}$  a tedy i  $U_2$ . Pro ideální stabilizační diodu by se napětí  $U_{ZD}$  vů-



BC549C PN100 a)



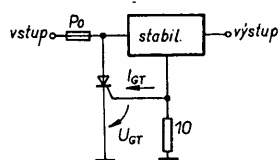
Obr. 33 a) Stabilizátor napětí podle [1]; b) možné úpravy

bec neměnilo. Vyžaduje-li dioda pracovní proud například 3 mA, lze určit  $R_s = 0,6/3 \text{ mA} = 200 \Omega$ .

Zapojení na obr. 33a je vhodné doplnit o odpory  $R_{B1}$  a  $R_{B2}$ , které omezí proudy bází tranzistorů  $T_2$  a  $T_1$  a kolektorový proud  $T_3$ . Na obr. 33a by se totiž při přechodových dějích (nebo napěťové špičce na výstupu) mohly zničit tranzistory  $T_2$ ,  $T_3$  ( $T_1$ ). Je-li např.  $U_{1\text{max}} = 16 \text{ V}$  a tranzistor  $T_2$  má povolen mezní proud báze  $I_{B2\text{max}} = 100 \text{ mA}$  (KF517), musíme volit  $R_{B2} > 16/0,1 = 160 \Omega$ . Současně musí pro mezní kolektorový proud  $T_3$  platit  $I_{K3\text{max}} > 100 \text{ mA}$ . Je-li  $I_{K3\text{max}}$  menší, např. 50 mA, musíme určit  $I_{B2}$  podle  $R_{B2} > 16/0,05 = 320 \Omega$ . Odpor  $R_{B1}$  není kritický. Zapojíme-li  $R_{B1} > 1 \text{ k}\Omega$ , není funkce nijak podstatně ovlivněna a přechod báze-emitor  $T_1$  je dostatečně chráněn. Zapojení rezistorů s odpory  $R_{B1}$  a  $R_{B2}$  současně umožní zapojit stabilizační kondenzátory  $C_{K1}$  nebo  $C_{K2}$ . Kondenzátor  $C_1$  potlačí vliv střídavých změn na vstupu ( $U_1$ ). Stabilitu není vhodné podceňovat. Jsou zde kaskádně zapojeny tři invertující tranzistory (z hlediska změny napětí na bázi  $T_1$ ), zesílení bez zpětné vazby může být řádově až tisíce – kmitočtová stabilita nemusí být samozřejmostí.

## 11. Ochrana proti přepětí (v [1] obr. 83)

Stabilizátory se třemi vývody není vhodné chránit proti přetížení pomocí zapojení na obr. 34. Předpokládáme, že použijeme běžný tyristor KT501. Pro jeho sepnutí je nutný proud  $I_{GT} \leq 10 \text{ mA}$  a napětí  $U_{GT} \approx 0,62 \text{ V}$  (při  $25^\circ \text{C}$ ). Znamená to, že rezistorem  $10 \Omega$  teče při sepnutí tyristoru proud  $0,62/10 = 62 \text{ mA}$  a společnou svorkou stabiliza-

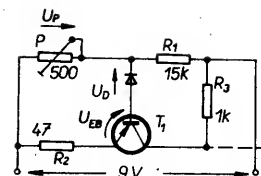


Obr. 34. Obvod, který není ochranou stabilizátoru proti přepětí

toru proud ještě o 10 mA větší. Přitom např. stabilizátory MA7805 (08, 12, 15, 18, 24) mají proud společnou svorkou ( $I_D$ ) asi 4,5 mA a tento proud se se změnou vstupního napětí mění jen nepatrně. Při průtoku proudu 72 mA je celkem jisté, že obvod bude dále nepoužitelný! Možná ochrana stabilizátorů řady MA78XX je např. v [6].

## 12. Vřezaměřovač (v [1] obr. 89)

Na obr. 35 je překreslena část, ve které lze měnit citlivost – a to pouze „stejnoseměrný“ model pro nastavení pracovního bodu tranzistoru  $T_1$ . Na potenciometru  $P$  může být napětí  $U_P = 0$  až  $U_P = 9,05/15,5 = 0,29 \text{ V}$ . Tento



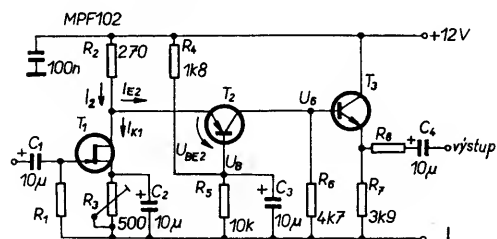
Obr. 35. Nastavení pracovního bodu  $T_1$

napěťový spád musí „uhradit“ úbytek napětí  $U_D + U_{BE} \approx 1$  až 1,2 V. Chceme-li zvětšit citlivost, je nutné použít potenciometr  $P$  s větším odporem dráhy. Pro  $U_P = 1,2 \text{ V}$  je nutné mít  $P = 2,31 \text{ k}\Omega$ .

## 13. Stabilní širokopásmový zesilovač (v [1] obr. 93)

Schéma na obr. 36 souhlasí s obr. 93 v [1]. Vhodné je doplnit komentář. Horní kmitočet  $f_H$  je určen vlastnostmi tranzistorů  $T_1$  až  $T_3$ . V případě potřeby lze  $f_H$  omezit např. zařazením kondenzátoru paralelně k  $R_6$ . Dolní kmitočet  $f_D$  bude určen nejmenší časovou konstantou z  $C_1R_1$ ,  $C_2R_3$ ,  $C_3R_6$ . Je-li např. nejmenší  $R_1 = 50 \Omega$ , bude  $\tau_D = 10^{-5} \cdot 50 = 5 \cdot 10^{-4}$ , odsud  $\omega_D = 1/\tau_D = 2 \cdot 10^3 \text{ rad/s}$  a proto  $f_D = 2000/2\pi = 318 \text{ Hz}$ .

„Pevným“ bodem je napětí na bázi  $T_2$ :  $U_B = 12 \cdot 10/11,8 = 10,17 \text{ V}$ . Na rezistoru  $R_2$  bude napětí  $U_{R2} = 12 - (U_B + U_{EB2}) = 1,83 - U_{EB2} \approx 1,23 \text{ V}$ ; rezistorem  $R_2$  protéká proud  $I_2 = 1,23/270 = 4,56 \text{ mA}$ . Při změně odporu rezistoru  $R_3$  se bude měnit  $I_{K1}$  a  $I_{E2}$ , stále však bude platit  $I_{K1} = I_{E2} \approx 4,56 \text{ mA}$ , napětí  $U_{R2}$  se nijak výrazně nemění. Výrazně se však bude měnit  $U_6$  na rezistoru  $R_6$ . Budeme-li požadovat  $U_6 = 6 \text{ V}$  (což je rozumná volba), bude  $I_{E2} \approx 6 \text{ V}/4,7 \text{ k}\Omega = 1,28 \text{ mA}$ , potom  $I_{K1} = 4,56 - 1,28$

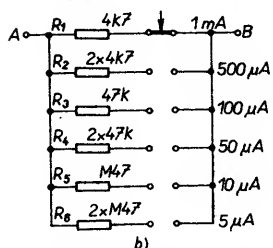
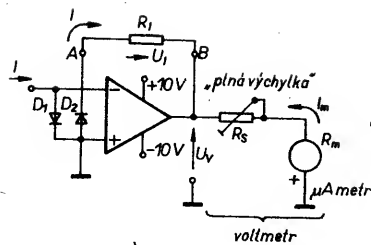


Obr. 36. Stabilní širokopásmový zesilovač

$= 3,28 \text{ mA}$ . Změnou  $R_3$  zajišťujeme pouze to, že předpětí na řídicí elektrodě tranzistoru  $T_1$  je právě takové, aby zaručilo požadované rozdělení proudu  $I_2$ . To nejlépe zkontrolujeme změřením napětí  $U_6$  (případně  $U_7$  na  $R_7$ ).

## 14. Převodník proud – napětí (v [1] obr. 109)

Na obr. 37 je převodník proud – napětí, který je v [1] pojmenován jako citlivý mikroampérmetr. Invertující vstup tvoří



Obr. 37. a) Převodník proud-napětí; b) nastavení rozsahů

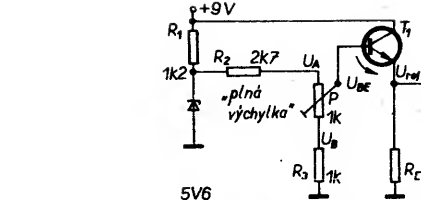
virtuální zem (nulu), proud  $I$  musí protéci rezistorem  $R_1$ . Platí  $U_v = R_1 I$ . V [1] je určen pro rozsah  $100 \mu A$  rezistor  $R_1 = 3 k\Omega$ , pro  $50 \mu A$  je  $R_1 = 6 k\Omega$ , ...; při plném rozsahu je vždy výstupní napětí  $U_{vmax} = 300 mV$ . To není moc „dobrá“ hodnota. Při mezním proudu má být  $U_v$  co největší. Je-li napájecí napětí  $\pm 10 V$ , lze klidně volit  $U_{vmax} = 5 V$ . Důležitá není absolutní velikost „rozsahových“ odporů, ale jejich přesný poměr. Při maximálním proudu  $I_{FS1}$  na daném rozsahu musíme vždy dostat stejnou hodnotu  $U_{vmax}$ :  $U_{vmax} = I_{FS1} R_{11}$ ;  $I_{FS1}$  je proud, při kterém požadujeme plnou výchylku (tedy  $U_{vmax}$ ).  $R_{11}$  je zapojený snímací odpor. Pokud dodržíme konstantní  $U_{vmax}$  na všech rozsazích, lze nastavit potenciometr  $R_s$  tak, že pro všechny  $I_{FS1}$  má měřidlo právě plnou výchylku.

Je-li odpor měřidla  $R_m$  a jeho jmenovitý proud  $I_m$ , lze určit, že  $R_s + R_m = U_{vmax}/I_m$ , tedy  $R_s = U_{vmax}/I_m - R_m$ . Zvolme rozsah 1 ( $i = 1$ ) tak, že  $I_{FS1} = 1 mA$  a  $R_{11} = 4,7 k\Omega$ . Potom  $U_{vmax} = 1 mA \cdot 4,7 k\Omega = 4,7 V$ . Rozsah 2 – požadujeme  $I_{FS2} = 0,5 mA$ ; musíme dopočítat  $R_{12}$  tak, aby platilo  $0,5 mA \cdot R_{12} = 4,7 V$ , odsud  $R_{12} = 9,4 k\Omega$ . Pro  $I_{FS3} = 0,1 mA$  dostaneme  $R_{13} = 4,7/0,1 mA = 47 k\Omega$ , ... (obr. 37b). Je zřejmé, že hodnoty typu „9,4“ je vhodné složit ze dvou hodnot typu „4,7“.

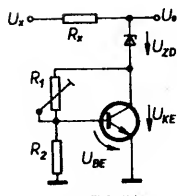
Máme-li měřidlo s  $I_m = 100 \mu A$  a  $R_m = 3 k\Omega$ , je  $R_s = 4,7/100 \mu A - 3 k\Omega = 44 k\Omega$ .

Z našich operačních zesilovačů je vhodné použít obvody MAC155 nebo MAE411. Obvodem pro nastavení napětové nesymetrie zesilovače nastavíme nulovou výchylku při uzemněné vstupní svorce.

Diody  $D_1, D_2$  se v normálním režimu se zpětnou vazbou vůbec neuplatní. Při



Obr. 38. Princip ohmmetru s lineární stupnicí



Obr. 39. Zapojení pro plynulou změnu napětí (paralelní stabilizátor)

přepínání rozsahů, při překročení rozsahu nebo při impulsních poruchách však omezí diferenční napětí na  $\pm 0,6 V$ . Vhodné je proto použít křemíkové diody (rychlé).

Pokud by bylo použito měřidlo s nulou uprostřed, bylo by možné převádět na napětí obě polarity vstupního proudu.

## 15. Ohmmetr s lineární stupnicí (v [1] obr. 110)

Princip je na obr. 38. Jde v podstatě o invertující zesilovač, který zesiluje referenční napětí  $U_{ref}$ . Platí  $U_v = -(R_x/R_1) U_{ref}$ . Rezistor  $R_1$  určuje rozsah. Měřidlo se jmenovitým proudem  $I_m$  (a odporem  $R_m$ ) spolu s rezistorem  $R_s$  tvoří jednoduchý voltmetr, stejně jako je tomu na obr. 37. Bude-li  $R_m = 200 \Omega$ ,  $I_m = 1 mA$ , bude mít ručka měřidla plnou výchylku (obvykle 100 dílků) při  $U_{vmax} = -1,2 V$ . Obvykle se požaduje plná výchylka při  $R_x = R_1$ . Operační zesilovač proto pracuje se zesílením 0 ( $R_x = 0$ , stoprocentní zpětná vazba) až  $-1$  ( $R_x = R_1$ , padesátiprocentní zpětná vazba), musí se dávat „pozor“ na jeho kmitočtovou stabilitu.

Tranzistor  $T_1$  vytváří referenční napětí  $U_{ref}$ , které lze nastavit v rozmezí  $U_B - U_{BE}$  až  $U_A - U_{BE}$ , což je  $5,6 - 1/4,7 - 0,6 = 0,591 V$  až  $5,6/2/4,7 - 0,6 = 1,78 V$ . Potenciometrem  $P$  tak nastavíme plnou výchylku ručky měřidla. Vzhledem k tomu, že  $R_1$  je v rozsahu  $100 \Omega$  až  $10 M\Omega$ , je vhodné zapojit rezistor  $R_E$ , aby se pro velké odpory  $R_1$  neuplatnily případné svodové proudy tranzistoru  $T_1$ .

Pro  $R_1 > 100 k\Omega$  je zcela nevhodné použít zesilovač typu 741, který může mít vstupní proudy až  $0,5 \mu A$ . Je nutné použít OZ s tranzistory FE (JFET) na vstupu, např. MAC155, MAE411. Proud rezistorem  $R_1$  by měl být o dva řády větší než je vstupní proud OZ, platí  $I_1 = U_{ref}/R_1$ .

Rovněž rozsah  $100 \Omega$  není příliš regulární. Platí  $I_1 = 1,2/100 = 12 mA$ , což

už není u běžných operačních zesilovačů zaručovaný režim. Při zařazeném ochranném odporu  $R_o = 2,7 k\Omega$  lze tvrdit, že obvod nebude pracovat při  $R_1 = 100 \Omega$  vůbec. Proud  $I_1$  musí totiž z větší části protéci do výstupu OZ, na rezistoru  $2,7 k\Omega$  by musel vzniknout úbytek až  $2,7 k\Omega \cdot 12 mA = 32,4 V$ , takové napětí prostě není k dispozici a běžný OZ by je ani „nevydržel“.

Stejně jako u obr. 37 i zde by bylo vhodnější pracovat s větším výstupním napětím než  $1,2 V$ . Stačí zvětšit  $U_{ref}$  a patřičně upravit  $R_s = U_{vmax}/I_m - R_m$ , stejně jako u obr. 37, přičemž  $U_{vmax} = U_{ref}$ , je-li plná výchylka při  $R_x = R_1$ . Nelze ovšem zapojit ochranné diody  $D_1, D_2$ . Lze použít i nenastavitelný zdroj  $U_{ref}$ , maximální výchylku můžeme i zde nastavovat změnou  $R_s$ .

Pokud by ohmmetr podle obr. 38 jevil „sklony“ k nelineárnímu průběhu stupnice pro  $R_x$  jdoucí k  $R_1$ , musíme zkontrolovat, zda se už neotvírají diody  $D_1$  a  $D_2$ .

Jiné zapojení ohmmetru s lineární stupnicí je např. v [7].

## 16. Nastavitelný stabilizátor se stabilizační diodou (v [1] obr. 131)

Zapojení v [1] umožňuje zvětšovat napětí po skocích asi  $0,5$  až  $0,7 V$  zapojováním dodatečných diod, z nichž každá „přidá“ teplotní závislost asi  $-2 mV/^\circ C$ . Zapojení na obr. 39 umožní plynulou změnu napětí. Platí  $U_o = U_{ZD} + U_{KE}$ , přičemž  $U_{KE} = U_{BE} (1 + R_1/R_2) \approx 0,6 (1 + R_1/R_2) V$ . Napětí  $U_{BE}$  se mění asi  $-2 mV/^\circ C$ . Pro  $R_1/R_2 \leq 3$  bude teplotní závislost napětí  $U_{KE}$  v rozmezí asi  $-2 mV/^\circ C$  až  $-8 mV/^\circ C$ .

## Závěr

Elektronické kuchačky – ano. Ale pozor na recepty.

## Literatura

- [1] Kubát, L.: Elektronická kuchačka, AR-B č. 4/91.
- [2] Kohlmann, Č.: Matematika ve sdělovací technice. SNTL: Praha 1960, s. 700.
- [3] Punčochář, J.: Jeden symbol – tři rozdílné struktury. Sdělovací technika, č. 4, 5/1990.
- [4] Punčochář, J.: Fázovací článek s posuvem 0 až  $k\pi$  a syntéza frekvenční zadrže. Sdělovací technika, č. 4/1978.

## Milí přátelé,

potřeba odborných informací v oblasti výpočetní techniky a elektroniky nabývá v dnešní době velké důležitosti. Nová originální americká technika vytlačuje zastaralé počítače a přístroje. Každý den přináší na trh záplavu nových poznatků, informací a produktů. Zastaralé metody odumírají, stejně jako firmy s odborníky, kteří ještě neprocitli v nové době automatizace. Ti neinformovaní ještě vyvíjejí, vytvářejí a prodávají produkty, které již existují nebo jsou zastaralé na americkém trhu, který je dnes světově dominantní. Každá čerstvě získaná informace umožní firmám i jednotlivcům nejen udržet krok s konkurencí, ale i získat předstih před všemi, kteří ještě nepochopili důležitost sebevzdělávání nebo litují investovat nějaké koruny do informací.

Umožnit přístup k nejnovějším informacím všem odborníkům a uživatelům je hlavním cílem pražské firmy **STARMAN BOHEMIA spol. s r.o.**, která je dceřinou firmou mé americké firmy Starman America Corporation v USA. Rozsahem a výběrem odborných časopisů z USA je naše knihovna v oblasti výpočetní techniky a elektroniky nejrozsáhlejší v republice.

Zavolejte nám nebo napište. Ovšem nejlépe uděláte, když se přijdete podívat osobně. Kdykoli v Po-Pá mezi 9-18 hodinou! Sídíme v Konviktské ulici (mezi Betlémskou kaplí a Vltavou, rovnoběžná s pověstnou Bartolomějskou). Jsem přesvědčen, že každý objeví něco pro sebe a protože jsem v přímém kontaktu s vydavateli v Americe, budete jedni z prvních v Evropě, kteří se seznámí s novými tituly. Některé časopisy začaly vycházet pouze před několika měsíci, či týdny. Každý měsíc přicházejí z Ameriky nové tituly.

Navštivte naši knihovnu před nákupem výpočetní techniky, informovat se o nejnovějších produktech a verzích na trhu. Stejně tak i po zakoupení, abyste mohli plně využívat drahý hardware nebo software.

Frank F. Starman, USA

Další podrobné informace (podmínky členství, ceny) čtenáři najdou v AR A9/1992 na str. 426 včetně přihlášky.

1-2-3 User's Journal - 12, \$88

Tips & techniques for Lotus 1-2-3 up to version 2.3

AI Expert - 12, \$75

Computer magazine on artificial intelligence

AI Magazine - 4, \$80

Magazine about artificial intelligence

AIXpert - , \$no

A publication for AIX developers

AIXtra - 4, \$89

The IBM AIX technical review.

Aldus Magazine - 6, \$55

Aldus PageMaker journal

CQ - 12, \$89

The Radio Amateur's Journal

AMIGA Plus - 6, \$48

Magazine for Amiga computer users

AmigaWorld - 12, \$89

Magazine for owners of Commodore Amiga personal computer system

Borland Language Express - 4, \$52

Timely information for today's programmer

BYTE - 12, \$97

Magazine covering microcomputing for major brands of hardware and software. Includes reviews, features, and technology news for experienced and knowledgeable purchasers and users of microcomputers.

C++ Report - 9, \$117

The international authority on C++ development.

CASE Trends - 9, \$115

The Magazine for Computer-Aided Engineering

Circuit Assembly - 12, \$145

The magazine for surface-mount & board level assembly

Circuit Cellarink - 6, \$54

The computer applications journal

Communications News - 12, \$95

The applications magazine for voice, networking, video and data communications management

Communications Week - 52, \$390

The newspaper for enterprise networking

Computer News - , \$no

SW,HW buyers resource

Computer Pictures - 6, \$89

Magazine focusing on computer graphics for business

Computer Reseller News - 52, \$450

The newspaper for microcomputer and software reselling

Computer Reseller Sources - 12, \$no

Product sourcing, evaluating & pricing

Computer Retail Week - , \$no

For computer superstores, mass merchants and retailers

Computer Shopper - 12, \$240

The computer magazine for direct buyers

Computer Software Networks - 42, \$190

For integrators of computers, software, networks

Compliance Engineering - 5, \$195

The Magazine for international regulatory compliance

COMPUTE - 12, \$75

For PC compatible users

Computer - 12, \$mem

A Publication of the IEEE Computer Society

Computer Buying World - 12, \$135

The magazine for direct buyers

Computer Craft - 12, \$85

The practical magazine for personal computers & microcontrollers

Computer Design - 12, \$175

For electronic engineers & engineering managers

Computer Gaming World - 12, \$92

The definitive computer game magazine

Computer Graphics World - 12, \$97

Covers the entire computer graphics panorama. Reports on all the most significant applications from design engineering to presentation graphics.

Computer Language - 12, \$84

Magazine for computer programming industry

Computer Literature Index - 4, \$282

Magazine serving as bibliography of computer related publications; categorized into 360 classifications

Computer Monthly - 12, \$89

The source for computer buyers

[5] Punčochář, J.: Fázovací články s operačními zesilovači a jejich použití. Sdělovací technika, č. 4 a 5/1985.

[6] Punčochář, J.: Zdroje napětí s integrovaným obvodem MA7805.

Sdělovací technika, č. 7/1986.

[7] Punčochář, J.: Ohmmetr do 100 MΩ s IO MAA723 a dvojicí tranzistorů KC810. Sdělovací technika, č. 1/1983.

[8] Huelsman, L., P.; Allen, P. E.: Intro-

duction to the theory and design of active filters. McGraw-Hill 1980 (rusky 1984).

**Computer Sources** - 12, \$no  
 For distributors, dealers, OEM/ integrators and other resellers  
**Computer Technology Review n** - 16, \$125  
 The technologies for systems integrators, VARs, OEMs  
**Computer Technology Review m** - 16, \$175  
 The technologies for system integrators, VARs, OEMs  
**Computer-Aided Engineering** - 12, \$102  
 Computer system applications in design and manufacturing  
**ComputerLand Magazine** - 6, \$no  
 SW, HW magazine  
**Computerworld** - 52, \$340  
 The newsweekly of information systems management  
**Dallas Technology** - 12, \$54  
 A magazine for hi-tech solutions  
**Data Base Management** - 12, \$70  
 Data base information for the new era  
**Data Based Advisor** - 12, \$90  
 Magazine covering microcomputer database management systems topics; offering software reviews and programming tips and techniques.  
**Data Communications** - 17, \$175  
 Networking technology magazine  
**Database Programming & Design** - 12, \$89  
 Database management and design  
**DATAMATION** - 24, \$176  
 For corporate computing professionals worldwide  
**DBMS** - 13, \$66  
 Developing corporate applications  
**Dealer Monthly** - 12, \$no  
 Automate your business  
**DEC Professional** - 12, \$89  
 An independent magazine from Professional press  
**Design-Net** - 12, \$110  
 Graphic data integration in AEC and manufacturing  
**Desktop Communications** - 6, \$59  
 Desktop publishing, presentation graphics  
**Digital Desktop** - 12, \$90  
 An independent publication for DEC workstations and server users  
**Digital News** - 25, \$256  
 Information for DEC and open system management  
**Digital Review** - 24, \$226  
 The independent newspaper & test lab of DEC computing  
**Discover** - 4, \$no  
 The newsletter and technical bulletin of The SCO, Inc.  
**DOS Resource Guide** - 4, \$52  
 The PC productivity magazine  
**Dr. Dobb's Journal** - 12, \$88  
 Magazine for professional programmers. Software tools for professional programmers.  
**EDN m** - 22, \$370  
 Electronic technology for engineers and engineering managers  
**EDN n** - 26, \$239  
 Technology, products and professional developments for electronics engineers and engineering managers  
**EE (Evaluation Engineering)** - 12, \$152  
 The magazine of electronic evaluation and test  
**Electronic Business** - 12, \$170  
 For management team in electronics, computer and system companies worldwide  
**Electronic Buyer's News** - 52, \$295  
 The electronic industry's purchasing newsweekly  
**Electronic Component News** - 12, \$135  
 Equipment, subsystems, components, software  
**Electronic Design** - 24, \$265  
 For engineers and engineering managers  
**Electronic Engineering Times** - 57, \$350  
 The industry newspaper for engineers and technical management  
**Electronic Musician** - 12, \$84  
 Electronic music equipment  
**Electronic News** - 51, \$210  
 The global news resource  
**Electronic Products** - 12, \$150  
 The engineer's magazine of product technology.  
**Electronic Servicing & Technology** - 12, \$72  
 The magazine for consumer electronics servicing professionals.  
**Electronic World News** - 21, \$135  
 The international newspaper for electronic engineering & management  
**Electronics** - 12, \$104  
 The magazine of global electronics management  
**Electronics Hobbyists Handbook** - 1, \$8.5  
 The magazine for the electronics activist. Published annually.

**Embedded System Programming** - 12, \$85  
 Magazine covering microprocessors and microcontrollers, high-level language and real-time operating systems for design engineers, engineering managers, software developers, and programmers  
**Excellence** - 12, \$88  
 Tips & techniques for Microsoft Excel on Macintosh. Version 3.  
**FoxTalk** - 12, \$155  
 A comprehensive monthly guide for users of FoxBASE+ and FoxPro  
**Government Computer News** - 26, \$205  
 The national newspaper of government computing  
**High Performance Computing** - 12, \$415  
 The newsletter of supercomputing  
**Home Office Computing** - 12, \$65  
 Building better business with technology  
**Hotline on Object-Oriented Technology** - 12, \$330  
 The manager's source for trends, issues and strategies.  
**HOW** - 6, \$125  
 The bottom line design magazine  
**IBM Personal Systems Technical Solutions** - 4, \$94  
 Up-to-day information about IBM personal systems products (hardware, OS/2, DOS, IBM and Novell, little solutions)  
**HP Professional** - 12  
 An independent publication for users of HP computers  
**HP Users INTEREX PRESS** - 12  
 For HP users worldwide  
**ID Systems** - 12, \$116  
 The magazine of keyless data entry  
**IEEE Spectrum** - 12, \$mem  
 A Publication of the IEEE Computer Society  
**IEEE Transactions on Computers** - 12, \$mem  
 A Publication of the IEEE Computer Society  
**Imaging Magazine** - 12, \$78  
 For professionals who buy, implement and manage imaging products and services  
**InCider/A+** - 12, \$82  
 For Apple II/Macintosh users  
**Industrial Equipment News** - 12, \$100  
 Industrial equipment news  
**Industry Week** - 23, \$145  
 The industry management magazine  
**Info World** - 51, \$330  
 Tabloid on personal computers  
**Information Center Quarterly** - 4, \$60  
 The information newsmagazine  
**Information Week** - 52, \$325  
 The newsmagazine for information management  
**Informix Times** - 4, \$no  
 Information about the current Informix conferences and the latest updates of Informix products.  
**Inside 1-2-3 Release 3** - 12, \$99  
 Tips & techniques for Lotus 1-2-3 version 3.1 only  
**Inside dBase** - 12, \$99  
 Tips & techniques for dBASE version III PLUS & IV 1.1.  
**Inside DOS** - 12, \$88  
 Tips & techniques for MS-DOS & PC-DOS. Entry/intermediate level for version 2.1-5.0  
**Inside Freelance** - 12, \$88  
 Tips & techniques for Lotus FL PLUS version 3.01, FL Graphics/DOS version 4.0  
**Inside Hypercard** - 12, \$99  
 Tips & techniques for HyperCard and HyperTalk. Programming ver. 2.0, mostly 2.1  
**Inside Microsoft BASIC** - 12, \$133  
 Tips & techniques for Microsoft Basic. Version 7.0 & 7.1  
**Inside Microsoft C** - 12, \$99  
 Tips & techniques for Microsoft C. Version 5.1 & 6.0 + windows programming.  
**Inside Microsoft Windows** - 12, \$77  
 Tips & techniques for Microsoft Windows 3. Versions 3.0 and 3.1  
**Inside Microsoft Works** - 12, \$66  
 Tips & techniques for Microsoft Works on Macintosh. Version 2.0 a-e  
**Inside NetWare** - 12, \$122  
 Version 2.2, 3.11, NetWare Lite.  
**Inside PC Tools** - 12, \$66  
 Tips & techniques for PC Tools DOS utility. Version 6.x & 7.1  
**Inside Quattro Pro** - 12, \$88  
 Tips & techniques for Quattro Pro version 3.  
**Inside QuickBASIC** - 12, \$88  
 Tips & techniques for QuicBASIC. Version 4.0-4.5  
**Inside Turbo C++/DOS** - 6, \$76  
 Tips & techniques for Turbo C++. Version 1.00, 1.01 2nd ed.  
**Inside Turbo Pascal** - 6, \$76  
 Tips & techniques for Turbo Pascal. Version 5.5 & 6.0

**Inside Visual Basic (Windows)** - 12, \$88  
 Tips & techniques for Visual Basic (Windows)  
**Inside Word** - 12, \$77  
 Tips & techniques for Microsoft Word on Macintosh. Version 4, mostly, also 5.  
**Inside Word for Windows** - 12, \$110  
 Tips & techniques for Microsoft Word (Windows). Versions 3.0 and 3.1  
**Inside WordPerfect** - 12, \$99  
 Tips & techniques for WordPerfect users. Version 5.0, mostly 5.1  
**Inside Works for Windows** - 12, \$77  
 Tips & techniques for Microsoft Works (Windows). Versions 3.0 and 3.1  
**INTERACT** - 12, \$135  
 For users of HP computers  
**International Spectrum** - 6, \$80  
 The businessperson's computer magazine  
**Journal of Object-Oriented Programming** - 9, \$112  
 The magazine of object oriented languages and methods.  
**LAN Computing** - 12, \$167  
 The newspaper of standards and interoperability  
**LAN Magazine** - 12, \$72  
 The local area network magazine  
**LAN Technology** - 12, \$80  
 The technical resource for network specialists  
**LAN TIMES** - 22, \$125  
 Information source for network managers  
**LOTUS** - 12, \$79  
 Computing for managers and professionals  
**Machine Design** - 24, \$191  
 The magazine of applied technology for design eng.  
**MacUser** - 12, \$120  
 Magazine for Macintosh computer users. Editorial provides product reviews and analysis  
**MacWeek** - 52, \$334  
 Trade magazine (tabloid) for business users of Macintosh computers and other work stations  
**MacWorld** - 12, \$97  
 Magazine serving users of the Apple Macintosh personal computer, associated peripheral equipment and software.  
**MCN** - 12, \$no  
 Computer automated solutions for design and eng.  
**Memory Card Magazine** - 6, \$55  
 Memory cards - systems & design  
**Microcomputer Solutions** - 6, \$no  
 A publication of Intel Corporation  
**Microsoft Networking Journal** - 6, \$76  
 Covering LAN Manager, SQL Server, and Communication Server  
**MSJ** - 6, \$83  
 Microsoft Systems Journal  
**MicroTimes** - , \$no  
 Northern California's computer magazine  
**Midrange Computing** - 12, \$159  
 Practical knowledge for IBM midrange professionals  
**Network Computing** - 12, \$145  
 Computing in a network environment  
**Network World** - 52, \$250  
 Newsweekly of user networking strategies  
**Networking Management** - 15, \$107  
 Solutions for MIS, voice, data, video professionals.  
**Networking Management Europe** - 6, \$55  
 Solutions for MIS, voice, data, video professionals.  
**NextWorld** - 4, \$70  
 A publication of information technology  
**OBJECT Magazine** - 6, \$72  
 Improving software quality through object development  
**One-To-One** - , \$no  
 A newsletter about Microsoft applications  
**Open Systems Today** - 26, \$192  
 Former Unix Today magazine.  
**Paradox Developer's Journal** - 12, \$155  
 Tips & techniques for Paradox and PAL. Version 3.5  
**Paradox User's Journal** - 12, \$99  
 Tips & techniques for Paradox version 3.5  
**PATHWORKS Complete Magazine** - 4, \$no  
 Worldwide PC networking strategies & solutions  
**PC AI** - 6, \$60  
 Intelligent solutions for desktop computers  
**PC Computing** - 12, \$135  
 Magazine on personal computers. America's computer magazine.  
**PC Home Journal** - 12, \$76  
 The magazine for PC novice  
**PC Laptop** - 12, \$72  
 For Laptop computers users  
**PC Magazine** - 22, \$196  
 SW,HW magazine  
**PC Novice** - 12, \$60  
 For computer newcomers  
**PC Publishing** - 12, \$82  
 Desktop publishing/presentation graphics for IBM & compatible PC users  
**PC Publishing and Presentations** - 6, \$80  
 Desktop publishing & presentation graphics  
**PC Sources** - 12, \$161  
 SW, HW magazine  
**PC Techniques** - 6, \$60  
 Programming techniques  
**PC Today** - 12, \$69  
 Educating the consumer  
**PC Week** - 52, \$500  
 Tabloid featuring microcomputer products and developments. The national newspaper of corporate microcomputing.  
**PC WORLD** - 12, \$129  
 The magazine of PC products and solutions.  
**Performance Management** - , \$no  
 The newsletter for VAX managers  
**Personal Workstation** - 12, \$no  
 Magazine for users on high-performance PCs and low-price rise-based workstations  
**Popular Communications** - 12, \$76  
 The World's largest, most authoritative magazine for Short Wave Listening and Scanner Monitoring.  
**Printed Circuit Fabrication** - 12, \$170  
 Magazine of printed circuit board fabrication facilities at captive operation worldwide  
**Printed Circuit Design** - 12, \$150  
 The definitive journal of printed circuit board design  
**Product Insight** - 6, \$no  
 Digital's products and services  
**Programmer's Journal** - 6, \$no  
 PC programming  
**Publish** - 12, \$80  
 Magazine committed to providing technology-related solutions for business professionals involved with print publishing presentations and integrated media  
**Reference (Clipper)** - 12, \$170  
 The independent guide to Clipper expertise.  
**Reseller Management** - , \$no  
 Profitable strategies for computer resellers  
**RS/Magazine** - 12, \$95  
 The journal for IBM workstation users  
**RUN** - 12, \$72  
 Commodore magazine. The Commodore 64/128 user's guide.  
**Scientific Computing & Automation** - 11, \$no  
 Technology for the laboratory  
**SCO Magazine** - 8, \$110  
 The journal for builders & buyers of SCO open systems  
**Sensors** - 13, \$117  
 The magazine of machine perception  
**Service News** - 13, \$95  
 The business newspaper for the computer service industry  
**Shareware Magazine** - 6, \$55  
 Shareware around the world  
**Small Business Computing** - , \$no  
 Helping small business automate  
**Software Magazine** - 13, \$139  
 For managers of enterprise-wide software resources  
**Source Book** - , \$no  
 For managers of information  
**Storage** - , \$no  
 Leading edge information on mass storage  
**SunExpert** - 12, \$96  
 An independent forum for open systems  
**SunProgrammer** - 4, \$40  
 The newsletter for professional software engineers  
**SunWorld** - 12, \$76  
 Magazine for Advanced Systems Computing  
**Supercomputing Review** - 12, \$108  
 The magazine of high performance computing  
**Symphony User's Journal** - 12, \$88  
 Tips & techniques for Symphony version 2.2  
**System Development** - 12, \$250  
 Improving the Productivity of EDP Systems Development  
**System Integration** - 12, \$145  
 PC systems integration  
**Systems & Network Integration** - 26, \$360  
 For integrators of computers, software and networks

## SYSTEMS 3X/400 - 12, \$113

Strategic information for managers of IBM midrange computers

Test & Measurement World - 13, \$170

The magazine for test and inspection in electronics.

The Alternative Software Bulletin - 10, \$40

IBM-compatible Shareware, Freeware, Public-domain SW

The C Gazette - 6, \$no

The code-intensive C and C++ quarterly

The C Users Journal - 12, \$84

The magazine for C language users

The DOS Authority - 12, \$88

Tips & techniques for advanced users of MS-DOS & PC-DOS. High-level programming. Versions 3.x, 4.x, 5.x

The Expert - 12, \$110

Tips & techniques for Microsoft Excel. Version 3.

The Inside Word - 12, \$88

Tips & techniques for Microsoft Word 5.5

The MacAuthority - 12, \$77

Macintosh system version 6 & 7.

The MathWorks Newsletter - 4, \$no

Information for MATLAB users

The Processor - \$no

The source for corporate MIS/DP direct buyers of new and used equipment

The Quick Answer - 12, \$110

The independent monthly guide to Q&A expertise.

The Smalltalk Report - 12, \$115

The international newsletter for Smalltalk Programmers.

The WordPerfectionist - 12, \$88

WordPerfect advanced version 5.1

The Workshop - 12, \$66

Tips & techniques for Microsoft Works version 2.0

The X Journal - 6, \$79

The magazine serving the X window system community.

Twice - 26, \$290

This week in consumer electronics

UniForum Monthly - 12, \$220 member

For open systems professionals

Unigram X - 52, \$595

The weekly information newsletter for UNIX community worldwide.

News and key developments made in UNIX.

## Unisys World/Open Systems News - 12

An independent Journal for Users of

Unisys Open Systems Group Systems

UNIX Review - 12, \$107

Magazine for professional user of UNIX and UNIX-like systems

UNIX Software Journal - 4, \$28

The magazine for those developing, marketing, using open systems software

VAR BUSINESS - 17, \$148

The magazine for value-added resellers and dealers

VAX Professional - 12, \$98

A technical journal for VMS systems

Windows/DOS Developers' Journal - 12, \$78

Developer's journal

Windows Tech Journal - 12, \$78

For Windows programming community

WINDOWS Magazine - 12, \$88

Hardware and software for graphical computing

Word for Word - 12, \$88

Tips & techniques for Microsoft Word version 5.0.

WordPerfect for Windows Magazine - 12, \$66

Software magazine for WordPerfect Window users with WP news, tips and tricks

WordPerfect Report - 4, \$no

A newsletter about WordPerfect

WordPerfect the Magazine - 12, \$66

Software magazine for WordPerfect users with WP news, tips and tricks

Workstation News - 12, \$87

Industry information for the UNIX workstation users

### Symbols Used:

12, \$84 = 12 issues per year  
for USD 84.00

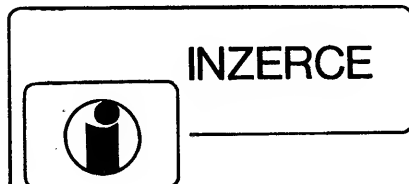
12, \$no = not applicable

12, \$mem = for members only

(IEEE, AAAI, ...)

m - magazine

n - news



Inzerce přijímá osobně a poštou Vydavatelství Magnet-Press, inzertní oddělení (inzerce ARB), Jungmannova 24, 113 66 Praha 1, tel. 26 06 51-9 linka 342, fax 23 62 439 nebo 23 53 271. Uzávěrka tohoto čísla byla 30. 7. 1992, do kdy jsme museli obdržet úhradu za inzerát. Cena za první řádek činí 44 Kčs a za každý další (i započatý) 22 Kčs. Platba za plošnou inzerce se řídí velikostí inzerátu. Za 1 cm<sup>2</sup> plochy je cena stanovena na 18 Kčs. Nejmenší velikost plošného inzerátu je 5,5 × 4 cm. Text pište čitelně, aby se předešlo chybám vznikajícím z nečitelnosti předlohy.

## PRODEJ

Schéma satelitního Multidekoderu pro programy Teleclub, PC-TV, RTL-4, Filmnet 24, který obsahuje pouze 5 int. obvodů v ceně 990 Kčs. Dekodér je díky rychlému mikroprocesoru a jednoduchému hardware velice odolný proti změnám kódu a dá se

jednoduše doplnit dalšími programy. Má malé rozměry (100 × 80 mm), jednoduché napájení 12 V. Dekodér pracuje plně automaticky, kvalita obrazu na všech programech je výborná. Schéma pošlu na dobírku za 290 Kčs. Mikroprocesor i plošný spoj mohu zajistit. Program do mikroprocesoru nahraji za 1000 Kčs. Nabízím také dekodér hotový v profi krabičce s vývody CYNCH se zárukou 1 rok za 4900 Kčs. Objednávky zasílejte na korespondenčním lístku na adresu: TFD-SAT, Bulharská 37, 612 00 Brno.

Condor - komplet DPS tuneru VKV 1 + 2 (450), avometry C 4341 - U, I, R, k<sub>co</sub>, β (550), Vielfachmesser - V, A, R, F, dB (450), levně součástky, seznam zdarma. R. Trávnícký, Varšavská 215, 530 09 Pardubice, tel. 040/424 69.

## Z POČÍTAČŮ • ODRA A CANON

odkoupíme  
jakékoliv množství konektorů  
LD8-1

dále odkoupíme počítačové konfigurační typy  
ODRA, CANON.

Nabídky zasílejte na adresu:  
ELIZA spol. s r. o., Malkov  
u Chomutova, PSČ 431 51  
tel/fax: 0396/6105

## VÁŽENÍ ČTENÁŘI

z Prahy a okolí

## NEPŘEHLÉDNĚTE!

K doplnění redakčního kolektivu vypisuje AR konkurs na místo odborného redaktora a nástupem 1. 1. 1993 (nebo podle dohody). Uzávěrka konkursu je 30. listopadu 1992.

Předpoklady: staří do 35 let, vysoká škola slaboproudého směru, dobrá znalost češtiny a odborného názvosloví, alespoň průměrná znalost technické angličtiny a němčiny.

Zájemci o redakční práci se mohou blíže informovat v redakci AR, Jungmannova 24, 1. patro; tel.: 26 06 51 l. 354.